

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ  
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

**Ю. М. Ковриго, О. В. Степанець, Т. Г. Баган, О. С. Бунке**

# **Сучасна теорія управління**

## **Частина 2**

### **Прикладні аспекти сучасної теорії управління**

*Затверджено Вченою радою КПІ ім. Ігоря Сікорського  
як підручник для студентів,  
які навчаються за спеціальністю 151 «Автоматизація та комп'ютерно-  
інтегровані технології»,  
спеціалізаціями «Автоматизоване управління технологічними процесами»,  
«Комп'ютерно-інтегровані технологічні процеси та виробництва»*

Київ  
КПІ ім. Ігоря Сікорського  
2018

Рецензенти: *Трегуб В. Г.*, д-р техн. наук професор  
*Ладанюк А. П.*, д-р техн. наук, професор

Відповідальний  
редактор *Бунь В. П.*, канд. техн. наук, доцент

*Гриф надано Вченою радою КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол № \_\_ від  
\_\_\_. \_\_. \_\_\_\_ р.)*

Електронне мережне навчальне видання

*Ковриго Юрій Михайлович*, канд. техн. наук, проф.  
*Степанець Олександр Васильович*, канд. техн. наук  
*Баган Тарас Григорович*, канд. техн. наук  
*Бунке Олександр Васильович*, канд. техн. наук

## СУЧАСНА ТЕОРІЯ УПРАВЛІННЯ ЧАСТИНА 2 ПРИКЛАДНІ АСПЕКТИ СУЧАСНОЇ ТЕОРІЇ УПРАВЛІННЯ

Сучасна теорія управління. Частина 2. Прикладні аспекти сучасної теорії управління [Електронний ресурс] : підручник для студ. спеціальності 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології», спеціалізацій «Автоматизоване управління технологічними процесами», «Комп'ютерно-інтегровані технологічні процеси та виробництва» / Ю. М. Ковриго, О. В. Степанець, Т. Г. Баган, О. С. Бунке ; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: 3,98 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. – 155 с.

Підручник призначений для студентів спеціальності «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології», які вивчають курс «Сучасна теорія управління». Підручник містить необхідні теоретичні відомості щодо сучасних методів керування складними технологічними об'єктами, нових структур САК, робастного керування, регулювання на базі внутрішньої моделі, методу динамічної корекції, систем керування на базі нечіткої логіки та нейронних мереж, детально розглядаються рішення для інерційних контурів регулювання теплоенергетичних об'єктів, наведено методики розрахунку регуляторів, після кожного розділу є контрольні питання. Підручник може використовуватися при підготовці та виконанні лабораторних робіт із суміжних дисциплін, під час самостійної роботи студентів та для вибору рішень при підготовці магістерської дисертації.

© Ю. М. Ковриго, О. В. Степанець, Т. Г. Баган, О. С. Бунке, 2018  
© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018

## Зміст

УМОВНІ ПОЗНАЧЕННЯ ТА СКОРОЧЕННЯ .....	6
ВСТУП.....	7
РОЗДІЛ 1. АКТУАЛЬНІСТЬ РОЗРОБКИ НОВИХ СТРУКТУР СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ І МЕТОДІВ РОЗРАХУНКУ РЕГУЛЯТОРІВ ТЕПЛОЕНЕРГЕТИЧНИХ ПРОЦЕСІВ .....	8
1.1. Оцінка поточного рівня ефективності функціонування систем автоматичного керування теплоенергетичними процесами.....	8
1.2. Структури промислових контролерів .....	14
1.3. Способи керування об'єктами зі змінними параметрами.....	25
Контрольні запитання та завдання до розділу 1 .....	29
РОЗДІЛ 2. РОБАСТНЕ КЕРУВАННЯ НА БАЗІ РЕГУЛЯТОРА З ВНУТРІШНЬОЮ МОДЕЛЛЮ .....	30
2.1. Структура та міра робастності .....	30
2.2. Класичні показники робастності.....	32
2.3. Внутрішня стійкість та якість.....	37
2.4. Типи невизначеностей при розгляді робастних систем.....	40
2.5. Робастність систем із запізненням .....	46
2.6. Принцип регулювання на базі внутрішньої моделі .....	49
2.7. Робастний регулятор з внутрішньою моделлю на базі $H_\infty$ -норми .....	54
Контрольні запитання та завдання до розділу 2 .....	59
РОЗДІЛ 3. МЕТОД ДИНАМІЧНОЇ КОРЕКЦІЇ .....	60
3.1. Динамічний коректор для автоматичного регулятора.....	60
3.1.1. Загальні положення.....	60

3.1.2. Вибір структури динамічного коректора.....	69
3.1.3. Загальна модель для порівняння роботи регулятора з динамічним коректором і класичним ПІ-регулятором.....	72
3.1.4. Оцінка стійкості системи.....	73
3.1.5. Дослідження чутливості до зміни параметрів об'єкта .....	76
3.2. Оптимізація параметрів динамічного коректора.....	80
3.2.1. Вибір критеріїв оптимізації.....	80
3.2.2. Дослідження впливу параметрів на динаміку системи .....	82
3.3. Аналітична методика налаштування контуру динамічної корекції ....	87
3.4. Експрес-метод налаштування контуру динамічної корекції.....	92
3.5. Порівняння різних методів налаштування динамічного коректора ....	96
3.6. Порівняння регуляторів із динамічним коректором та предиктивного пропорційно-інтегрального.....	97
Контрольні запитання та завдання до розділу 3 .....	99
<b>РОЗДІЛ 4. НЕЧІТКА ЛОГІКА В ТЕОРІЇ КЕРУВАННЯ .....</b>	<b>100</b>
4.1. Основні визначення та поняття.....	100
4.2. Поняття нечіткого регулятора.....	104
4.3. Мова нечіткого керування .....	107
4.4. Реалізація нечіткої системи керування.....	108
4.4.1. Структурна схема fuzzy-регулятора.....	108
4.4.2. Порівняння fuzzy-регулятора з ПІ-регулятором .....	110
4.4.3. Результати застосування нечіткого регулятора .....	112
Контрольні запитання та завдання до розділу 4 .....	112
<b>РОЗДІЛ 5. НЕЙРОННІ МЕРЕЖІ В ПРОМИСЛОВІЙ АВТОМАТИЗАЦІЇ .....</b>	<b>113</b>
5.1. Поняття штучного нейрона.....	113
5.2. Архітектура штучних нейронних мереж.....	115

5.3. Навчання штучних нейронних мереж .....	117
5.4. Основні проблеми, які вирішуються з використанням штучних нейронних мереж .....	119
Контрольні запитання та завдання до розділу 5 .....	122
РОЗДІЛ 6. СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ З АДАПТИВНИМИ	
ВЛАСТИВОСТЯМИ.....	123
6.1. Визначення та класифікація адаптивних систем .....	123
6.2. Промислові приклади застосування адаптивних систем .....	128
6.3. Постановка задачі оптимізації системи керування.....	132
6.4. Пошукові алгоритми в системах автоматичного керування .....	136
6.4.1. Метод Хука-Дживса.....	136
6.4.2. Оптимізація за допомогою генетичних алгоритмів.....	139
6.4.3. Параметрична оптимізація з використанням нечіткої логіки.....	144
Контрольні запитання та завдання до розділу 6 .....	148
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ .....	149
СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ .....	154
ПРЕДМЕТНИЙ ПОКАЗЧИК.....	155

## **УМОВНІ ПОЗНАЧЕННЯ ТА СКОРОЧЕННЯ**

ІМС – Internal model control – внутрішня модель управління

НМІ – Human machine interface – людино-машинний інтерфейс

АРМ – Автоматизоване робоче місце

АСР – Автоматична система регулювання

АСУТП – Автоматизована система управління технологічним процесом

ВМ – Виконавчий механізм

ГА – Генетичний алгоритм

ЕОМ – Електронна обчислювальна машина

МЕО – Механізм електричний однооборотний

МПП – Методика перетворення перехідних процесів

МПС – Метод параметричного синтезу

ОПС – Оптимальний параметричний синтез

ОУ – Об'єкт управління

ПЗ – Програмне забезпечення

ПІ – Пропорційно-інтегральний

ПІД – Пропорційно-інтегральний диференціальний

ПК – Персональний комп'ютер

ППІ – Прогнозуючий пропорційно-інтегральний

ПТК – Програмно-технічний комплекс

РЗС – Регулятор змінної структури

САК – Система автоматичного керування

САР – Система автоматичного регулювання

ТАК – Теорія автоматичного керування

ТЕС – Теплова електрична станція

ІНМ – Штучна нейронна мережа

## ВСТУП

На сучасному етапі розвитку теорії автоматичного управління досі актуальна задача побудови систем керування складними інерційними об'єктами зі змінними параметрами. Вона не може бути вирішена без істотного поліпшення функціональної структури стандартних схем існуючих законів регулювання, налаштування яких завжди балансує між швидкодією системи та її стійкістю. Виникає законне питання про можливість створення таких функціональних структур регулятора, які були б позбавлені принципових недоліків, властивих стандартним промисловим ПІД/ПІ-регуляторам. Практично це зводиться до розробки регуляторів з нелінійними властивостями.

Мета даного підручника – ознайомлення читача із сучасними підходами до побудови систем керування нестационарними промисловими об'єктами з великою інерційністю.

Основна увага приділяється методам і алгоритмам, які можуть бути використано в інженерній практиці при проектуванні, розрахунку та модернізації систем автоматичного керування. Розглядаються поняття робастного керування та структури систем, що дозволяють отримати високу якість перехідних процесів одночасно із забезпеченням заданого запасу стійкості, а саме: структура САР з внутрішньою моделлю, двоканальна структура регулятора з динамічним коректором, системи з нечіткою логікою, нейронні мережі та ефективні адаптивні структури.

У підручнику наведено методики та приклади розрахунку запропонованих систем, показано результати моделювання на складних теплоенергетичних об'єктах. Розглянуті питання будуть корисні студентам спеціальності 151 – «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» та викладачам при розробці завдань для самостійної роботи студентів.

В основу підручника покладені методичні розробки і матеріали лекційного курсу «Сучасна теорія управління», а також результати, отримані при виконанні науково-дослідних робіт.

# **РОЗДІЛ 1. АКТУАЛЬНІСТЬ РОЗРОБКИ НОВИХ СТРУКТУР СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ І МЕТОДІВ РОЗРАХУНКУ РЕГУЛЯТОРІВ ТЕПЛОЕНЕРГЕТИЧНИХ ПРОЦЕСІВ**

## **1.1. Оцінка поточного рівня ефективності функціонування систем автоматичного керування теплоенергетичними процесами**

Автоматичне керування стало одним з найбільш успішних досягнень науки і техніки другої половини XX століття, що пов'язано не тільки з успіхами теорії, а й з ефективністю реалізації її рішень в період постіндустріального суспільства. І зараз, в час, коли відбувається четверта промислова революція, створення і вдосконалення систем автоматизації, що спираються на можливості контролерної техніки, мережевих технологій, що проникають в усі процеси і пристрої навколишнього світу, які роблять їх більш «розумними» і зручними для людини, стають надзвичайно актуальними. При цьому значно зростають вимоги до рівня їх технічних рішень і ефективності роботи.

Великі підприємства більшості галузей промисловості, енергетики, об'єкти цивільного призначення містять сотні систем автоматичного регулювання, якість роботи яких є основою економічної ефективності технологічних процесів, а також визначає їх безпеку і надійність.

Численні дослідження, проведені організаціями, що займаються інтеграцією систем автоматичного керування в різних областях техніки, свідчать про істотні проблеми і невикористані можливості. За різними оцінками тільки 20–25% систем автоматизації повністю відповідають поставленим вимогам, тоді як приблизно така сама кількість систем працює частково або повністю в ручному режимі, тобто не використовуються. Решта 50% функціонують набагато гірше необхідного рівня.



Це пояснюється недосконалістю засобів вимірювання (10%), характеристиками виконавчих пристроїв і регулюючих органів (15%) і поганими налаштуваннями (25–30%). Слід зазначити, що не менше 95% систем регулювання використовують ПД-алгоритм і його окремі випадки (зокрема, 90% ПІ-алгоритм).

Інтерес до методів простору станів, що дозволяє вирішувати ряд проблем багатовимірної керування, які дали практичні результати, головним чином в керуванні рухомими механізмами і електромеханічними системами, всупереч очікуванням, майже нічого не дав в керуванні технологічними процесами в енергетиці, хімії, металургії та ін. Тобто там, де об'єкти характеризується значними невизначеностями через складні фізико-хімічні процеси, нелінійності, інерційність, нестационарності та наявність взаємопов'язаних параметрів. Після робіт в області самонастроювання (К. Åström), інтелектуального ПІ-регулювання (G. Shinsky), успіхів у застосуванні модельного прогнозного керування (MPC – *Model Predictive Control*), яке вимагало на нижньому рівні хороших ПД-регуляторів, дослідження ПД(ПІ)-регуляторів повернулися в мейнстрім прикладної теорії автоматичного керування.

Якщо перші публікації з розрахунку налаштувань ПД-регуляторів – це Calderon (1935), Ziegler & Nichols (1942), то далі з 1942 по 1972 року – 168 нових методів, з 1973 по 1982 – 14, з 1983 по 1992 роки – 111 нових методів, з 1993 по 2002 – 225, з 2003 по 2012 року – 683 нових методів, і в даний час, за даними В.О'Dwyer, число методів розрахунку перевищує 1700, а база патентів 500.

Очевидно бажання вчених знайти свій особливий метод, тоді як практики тяжіють до простих і зрозумілих типових рішень. Можливості реалізації в сучасних контролерах різних алгоритмів набагато перевищують апаратні рішення в аналогових, електронних і пневматичних регуляторах. Якщо раніше для формування ПД-алгоритму використовувалося 6 структур (ПІ – 4 структури), то в даний час відомо більше 20 структур: послідовна, паралельна, з різними фільтрами, із захистом від П- і Д-ударів, з однією чи двома ступенями свободи, з урахуванням нелінійностей та ін. Зрозуміла зацікавленість фірм

виробників в боротьбі за місце на ринку контролерної техніки в збереженні свого *know-how* за рахунок особливих структурних рішень і відповідних методик налаштування, хоча принципово майже всі ці хитрощі можуть бути зведені до алгоритму, що відповідає стандарту ISA (*Instrumentation System and Automation Society*), а структури до кількох видів помилок:

$$U(s) = k_p \left[ \underbrace{(b \cdot r(s) - y(s))}_{e_n} + \frac{1}{T_i s} \underbrace{(r(s) - y(s))}_{e_u} + \frac{T_d s}{1 + \frac{T_d}{N} s} \underbrace{(c \cdot r(s) - y(s))}_{e_o} \right],$$

де  $r(s)$ ,  $y(s)$ ,  $u(s)$  – відповідно, сигнали завдання регульованої величини і керуючого впливу,  $b$  і  $c$  – вагові коефіцієнти;  $e_n = b \cdot r(s) - y(s)$ ,  $e_u = r(s) - y(s)$ ,  $e_o = c \cdot r(s) - y(s)$  – сигнали помилки пропорційної, інтегральної і диференційної компонент керуючого сигналу.

Можливості класичного ПД(ПІ)-алгоритму обмежені характером використання інформації, що міститься в сигналі помилки, як це видно з рис. 1.1.

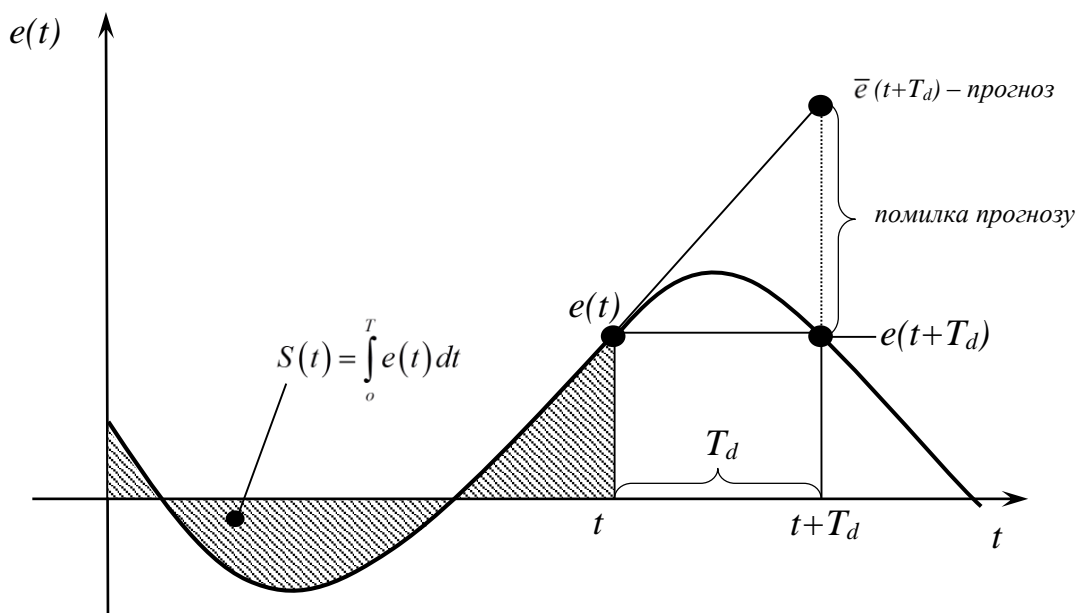


Рис 1.1. Сигнал помилки

$$\bar{e}(t + T_d) = e(t) + T_d \cdot e'(t),$$

$$U(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(t) dt + k_d e(t) = k_p e(t) + \frac{k_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + k_p T_d e(t).$$

Пропорційна компонента керуючого впливу в момент  $t$  використовує інформацію про поточне значення сигналу помилки  $e(t)$  інтегральна – площа під кривою  $e(t)$ , тобто передісторію поведінки  $e(t)$ , а диференційна – лінійний прогноз зміни  $e(t)$  вперед на час рівний  $T_d$ . З рис.1.1 видно, що достовірний прогноз може бути отриманий лише при малих  $T_d$  і відсутності перешкод, так як навіть дуже мала, але високочастотна перешкода здатна сильно спотворити напрямок дотичної. Це змушує обмежувати величину Д-компоненти і є причиною рідшого застосування в промислових умовах ПД-алгоритму в порівнянні з ПІ. Попередня фільтрація сигналу, а для високочастотної перешкоди потрібен фільтр другого порядку, зводить нанівець більшу частину користі від Д-компоненти.

ПД(ПІ)-регулятори, розраховані за відомими методиками, добре працюють, і це забезпечує успіхи в їх застосуванні, в порівняно простих ситуаціях, коли об'єкти керування функціонують в режимах, близьких до стаціонарних, їх моделі можуть бути описані досить точно рівняннями невисоких порядків, вплив нелінійностей невеликий, відсутні обмеження, а збурення піддаються контролю.

Різні модифікації методів в деякій мірі здатні враховувати ті чи інші складності реального завдання керування, але їх перенесення на інші ситуації без розуміння специфіки призводить до розчарувань і скептичного відношення практиків. Нині дослідниками усвідомлена недостатність можливостей ПД(ПІ)-алгоритму для задоволення реальних вимог якості функціонування САР в складних випадках, коли мають місце взаємозв'язки змінних, наявність численних неконтрольованих збурень, неточне знання структури і коефіцієнтів моделі, нелінійність і нестационарність, що породжують немодельовану динаміку в деяких частинах частотного діапазону.

Реальність така, що більшість контурів регулювання, що працюють в складних умовах, а такими є об'єкти енергетики, функціонують з перехресними зв'язками і при змінних режимах. У цих умовах для того, щоб уникнути передаварійних ситуацій, встановлюють не оптимальні, а так звані

«компромісні», «консервативні» або «слабкі» налаштування, що істотно знижує якість, а отже, економічність і надійність роботи системи. За рахунок цього досягається уявна всережимність роботи об'єкта і забезпечується необхідна робастність САР, тобто фактично, налаштування відповідають найгіршій ситуації в режимі роботи об'єкта керування, а не найбільш поширеній.

Численні оптимізаційні рішення, отримані на відомих точних моделях невисокої складності, заданих збурення, для показників якості, обраних, виходячи зі зручності математичної процедури, а не практичних вимог, дають ефект тільки в обмежених умовах і погано переносяться в реальні середовища.

На практиці найчастіше застосовують структури САР, що використовують додаткову інформацію про збурення. Якщо збурення відомо і піддається виміру, то цей сигнал вводять через компенсатор збурення в прямий канал керування, це так звана комбінована система. В інших випадках вимірюють деяку проміжну змінну, що реагує швидше, ніж основна регульована величина на збурення, що не спостерігається, і будують багатоімпульсну або каскадну систему регулювання.

Ці методи широко використовуються і дають помітний ефект при дії конкретних збурень, які додатково вимірюються, але вимагають знання моделі каналу збурення і не вирішують проблеми забезпечення робастності системи керування без застосування «консервативних» налаштувань.

Спроби використання адаптивних регуляторів на складних об'єктах енергетики не знайшли успішного застосування. Алгоритми ідентифікації змін в об'єкті керування, які використовують активні дії, такі як введення в контур спеціальних збурень, виведення замкнутого контуру на границю стійкості або переведення в режим автоколиваний, в більшості випадків неприпустимі з технологічних причин. Застосування пасивних методів ідентифікації неефективне, адже в умовах взаємного впливу контурів регулювання перешкоди мають нестаціонарний характер та невідомий розподіл, а отримані вибірки занадто короткі.

Реальні вимоги до систем керування досить складні. Це необхідність забезпечення декількох прямих показників якості, причому не тільки по каналу завдання – вихід, а й по відношенню до всіх збурень, необхідність врахування обмежень на вхідні і вихідні величини і, нарешті, забезпечення необхідної якості при наявності всіх невизначеностей.

Відповідь на цей виклик можна знайти за допомогою методів гарантування робастності, яку теж треба вміти оцінювати адекватно, тобто добре розуміти природу невизначеностей в кожній конкретній системі керування. Іншими словами, треба добре розуміти те, що ми можемо отримати з ПД-алгоритму. Тут найбільш перспективними є методи, засновані на застосуванні теорії  $H_\infty$ .

Інший шлях – це вихід за рамки можливостей ПД-алгоритму, тобто зміна структури регулятора, підвищення порядку керуючого пристрою або використання моделі в складі системи керування для прогнозування поведінки об'єкта. До таких рішень відносяться предиктор Сміта та його модифікації, запропоновані Hägglund, Normey & Ricko, спостерігач Люенберга та інші, які дозволяють спроектувати системи керування, що забезпечують більш високі показники якості функціонування по каналу завдання–вихід. Однак, системи з цими більш «агресивними» керуючими пристроями, мають істотно меншу робастність і різко погіршують якість роботи при наявності невизначеностей, пов'язаних з нелінійностями, змінами параметрів, особливо таких, як запізнення, і при впливі неконтрольованих збурень.

На закінчення слід зазначити, що незважаючи на широке застосування на практиці ПД-алгоритму з численними методиками його налаштування, в складних випадках, коли треба відповідати кільком практичним вимогам, доцільно використовувати комплексні рішення. Так, регулятори з двома ступенями свободи дозволяють одночасно забезпечувати високі вимоги в режимах і відстеження і стабілізації, тобто реакцію на завдання і збурення.

Предиктор Сміта призначений для керування об'єктами з великим запізненням, але чутливий до його варіацій, що пов'язано з тим, що в розкладанні члена з запізненням (в ряд Паде або Тейлора) з'являються нестійкі полюси.

Предиктивний ПІ-регулятор, який дає хорошу якість роботи і робастність в режимах відстеження завдання, на жаль, помітно гірше працює по відношенню до збурень. Те ж можна сказати і про регуляторах з внутрішньою моделлю (*ІМС* – *Internal Model Control*), різновидом яких він є. ІМС-регулятор запропонував Brosilow, а теорію його аналітичного проектування розвинули Morari та Zafirou. Але, як вже зазначалося, всі ці ускладнення призводять до погіршення робастності системи.

Необхідну робастність, як відомо, можна забезпечити проектуванням керування, використовуючи міру  $H_\infty$ , але в її складі присутні чисельні процедури зі складним вибором вагових коефіцієнтів, що мають неявний фізичний зміст. У зв'язку з цим, представляє інтерес аналітичне проектування робастного *ІМС*-регулятора з використанням міри  $H_\infty$ , запропоноване Vilanova, Alcantara, Scogestad.

## 1.2. Структури промислових контролерів

Більшість розглянутих в теорії методів розрахунку параметрів систем керування орієнтується на класичну форму ПІД-алгоритму

$$W(s) = k_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \quad (1.1)$$

Тоді як практично всі реальні контролери відрізняються від нього, що створює певні труднощі в застосуванні результатів теоретичних розрахунків.

Розглянемо основні рішення:

- паралельна і послідовні структури;
- різні внутрішні фільтри;
- методи пом'якшення сигналу завдання;
- захист від Д- і П-удару;
- введення нелінійностей та обмежувачів;
- захист від інтегрального накопичення;

- структури з 2-ма ступенями свободи.

Найбільш проста паралельна структура формування ПД-алгоритму, яку ще називають структурою з незалежними параметрами, представлена на рис. 1.2.

Показані структурні рішення мають місце в контролерах таких виробників як *Allen Bradley*, *Honeywell*, *Yokogawa*. Вони мають передавальну функцію (1.1) і характеризуються найбільшою гнучкістю і свободою у виборі параметрів налаштувань.

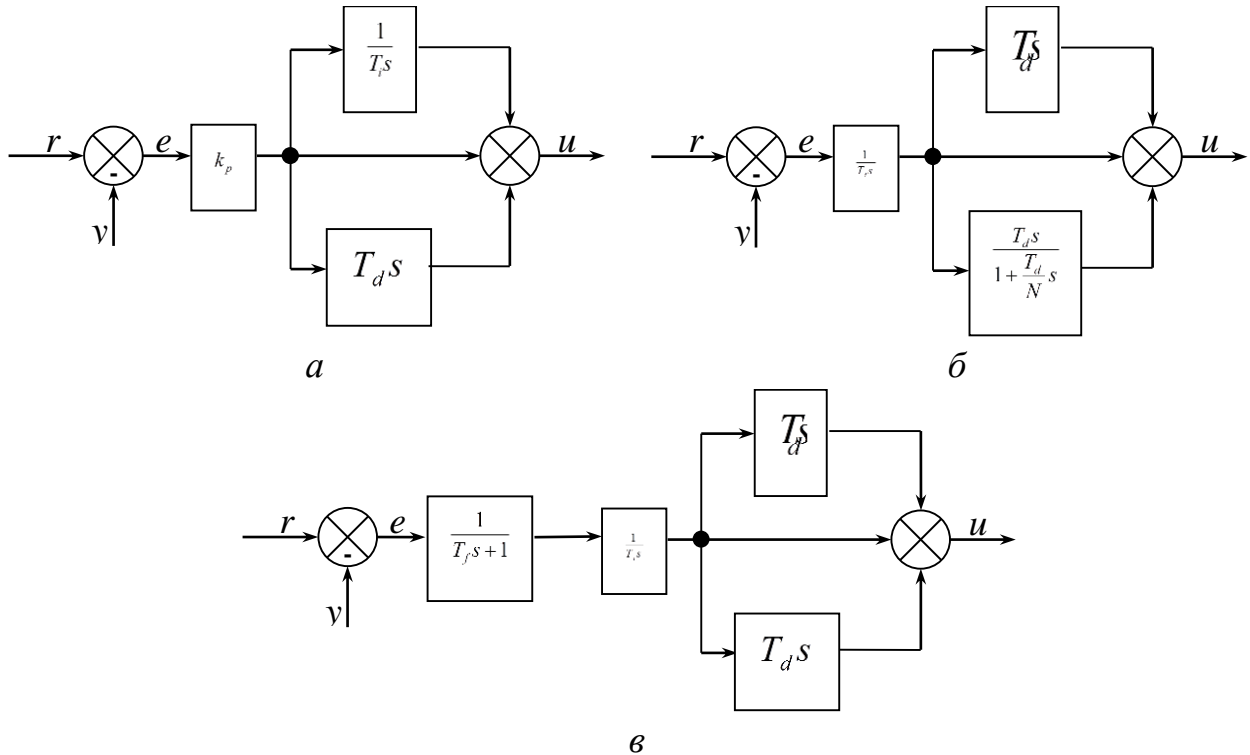


Рис. 1.2. Паралельні структури контролерів: *а* – без фільтра; *б* і *в* – з фільтром

Структури з фільтрами виду

$$W(s) = k_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \frac{1}{T_f s + 1}$$

застосовують в контролерах фірми *Modicon*, а

$$W(s) = k_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{1 + \frac{T_d}{N} s} \right)$$

- в контролерах *Siemens* та *Foxboro*.

Велике поширення мають варіанти послідовної структури, звані структурою з взаємопов'язаними параметрами (Рис. 1.3), що випускаються *Toshiba*, *Foxboro*, *Honeywell*.

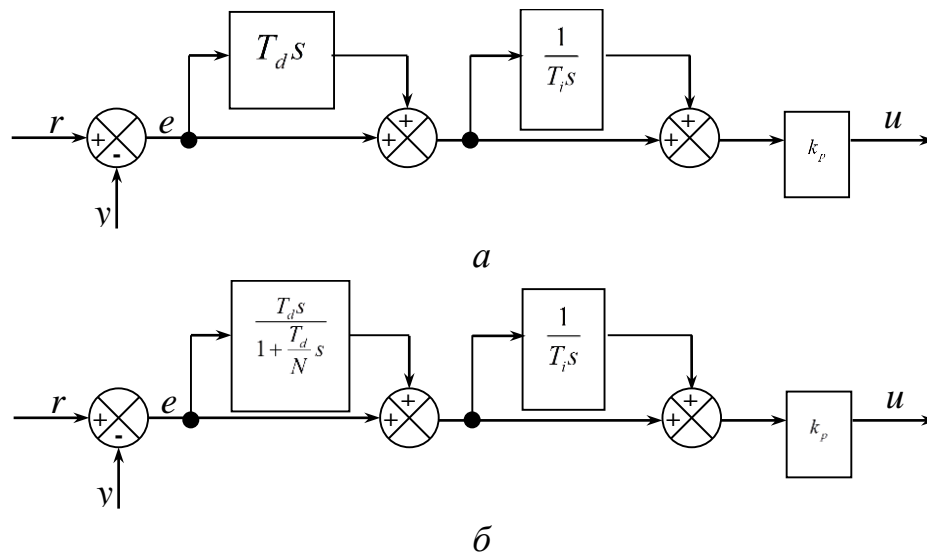


Рис.1.3. Послідовні структури контролерів: *a* – без фільтра; *б* – з фільтром

Вони мають передавальні функції виду:

$$W(s) = k_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) (1 + T_d s),$$

$$W(s) = k_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \left( 1 + \frac{T_d s}{1 + \frac{T_d}{N} s} \right).$$

Більш загальна форма

$$W(s) = k_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \left( 1 + \frac{T_d s}{1 + \frac{T_d}{N} s} \right) \left( \frac{b_0 + b_1 s + b_2 s^2}{1 + a_1 s + a_2 s^2} \right)$$

використовується в контролерах фірм *Yokogawa* та *BaileyFisher*.

Важливо зауважити, що параметри послідовної структури відрізняються від параметрів ідеальної, паралельної. Крім того, вони взаємопов'язані між собою і це потрібно враховувати при налаштуванні.



$$W(s) = k_p' \left( 1 + \frac{1}{T_i' s} \right) (1 + T_d' s) = k_p' \left[ \left( 1 + \frac{T_d'}{T_i' s} \right) + \frac{1}{T_i' s} + T_d' s \right] =$$

$$= k_p' \frac{T_i' + T_d'}{T_i'} \left[ 1 + \frac{1}{T_i' + T_d'} \cdot \frac{1}{s} + \frac{T_i' \cdot T_d'}{T_i' + T_d'} \cdot s \right].$$

Неважко помітити, що при дотриманні наступних умов послідовна і паралельна структури можуть бути еквівалентні:

$$k_p = k_p' \frac{T_i' + T_d'}{T_d'}, \quad T_i = T_i' + T_d', \quad T_d = \frac{T_i' \cdot T_d'}{T_i' + T_d'}.$$

Для застосування результатів розрахунків налаштувань, отриманих для класичного ПД-регулятора, в контролерах з послідовною структурою необхідно їх перерахувати за наступними формулами:

$$k_p' = \lambda k_p, \quad T_i' = \lambda T_i, \quad T_d' = T_d / \lambda, \quad \text{где} \quad \lambda = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{T_d}{T_i}}.$$

У результаті отримаємо такий же контролер, як і паралельний. Однак, ця еквівалентність існує тільки за умови, що  $T_d < T_i / 4$ . Взаємозв'язок параметрів обмежує свободу їх вибору, але з іншого боку захищає від установки необґрунтовано великої  $T_d$  в еквівалентному ідеальному контролері, при якому в його передавальній функції з'являються комплексні нулі.

Послідовна структура має тільки дійсні нулі, які взаємно-зворотні параметрам налаштувань:  $s_1 = -1/T_i$ ,  $s_2 = -1/T_d$ . Це виявляється зручним при експериментальному ручному налаштуванні і подобається наладчикам.

Установка коефіцієнтів без перерахунку призводить до більш «слабкого» налаштування, в результаті чого отримуємо неоптимальний (гірший приблизно на 25%), але більш робастний регулятор. Паралельна структура є більш гнучкою і представляє більші можливості при проектуванні, зокрема, дозволяє домагатися меншого динамічного відхилення в перехідних процесах.

У системах регулювання, де застосовуються швидкодіючі виконавчі механізми, позиціонери, частотно-регульовані приводи тощо, актуальними є заходи пом'якшення ефекту від різкої зміни сигналу завдання. Це обмеження

швидкості зміни завдання  $r(t)$ , введення вагових коефіцієнтів в вираз для сигналу помилки, що надходить в П- і Д-компоненти, і, нарешті, захист від П- і Д-удару.

У деяких контролерах при отриманні команди на збільшення  $r(t)$  на величину  $r_0 \cdot 1(t)$  сигнал завдання вводиться як лінійно-зростаючий зі спеціально заданою швидкістю.

Захист від Д-удару, великого стрибкоподібного зміни сигналу  $u(t)$ , забезпечується структурою, представленою на рис. 1.4.

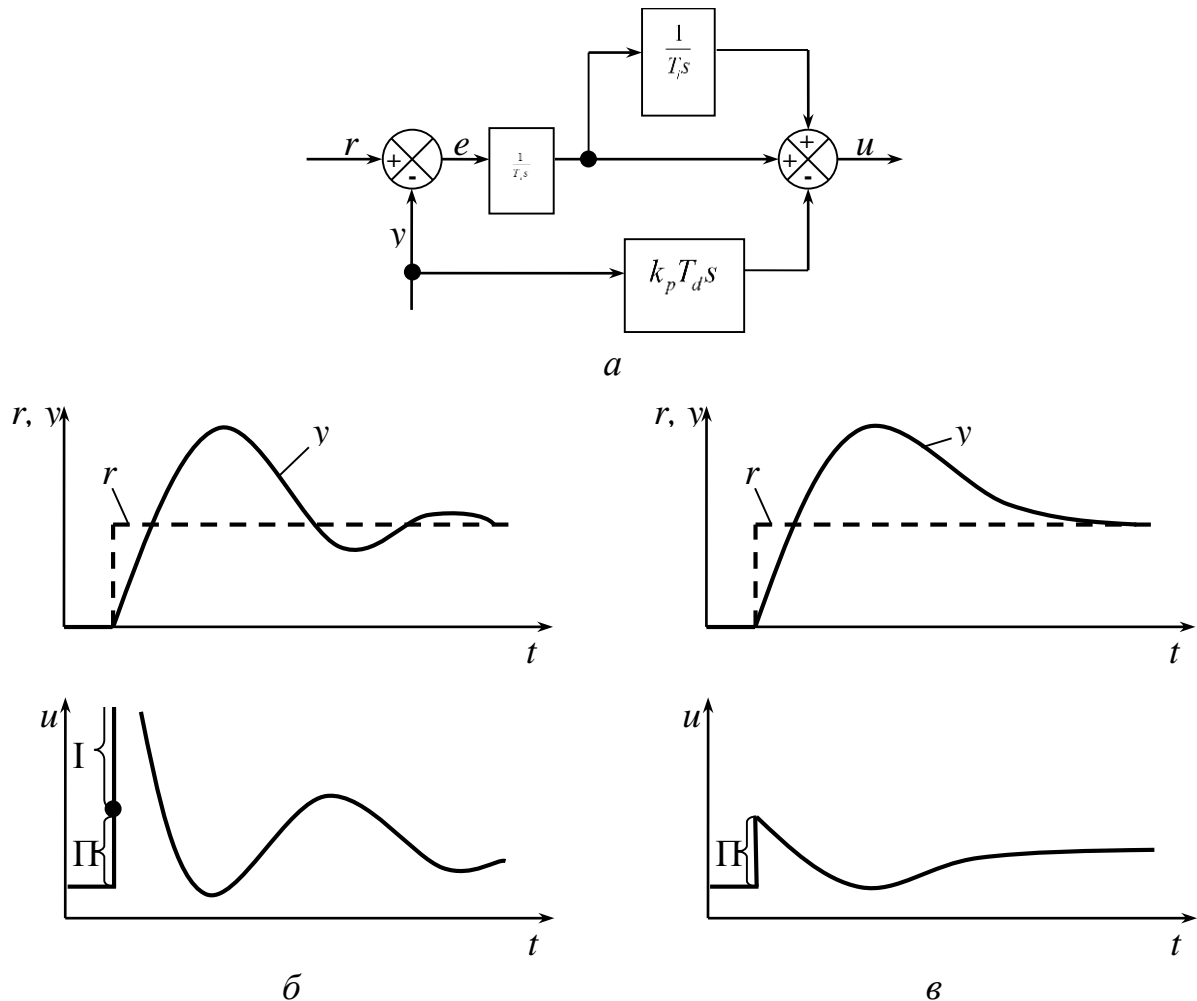


Рис.1.4. а – захист від Д-удару, перехідні процеси в системі: б – без захисту та з в – захистом

Таке технічне рішення не погіршує якість регулювання по каналу збурення-вихід, де важлива роль Д-компоненти в алгоритмі регулювання, тому що за цим каналом регулятори із захистом і без захисту працюють однаково. Слід

зауважити, що при подачі на Д-гілку тільки сигналу  $y(t)$  необхідно змінити знак, з яким він надходить на суматор виходу блоку диференціювання.

Схема з диференціюванням сигналу «вимірювання» стала дуже поширеною в промислових контролерах, хоча кращою є структура, яка дає можливість вибору сигналу диференціювання. У каскадних системах, коли у внутрішньому контурі для швидкодії використовується ПД-регулятор, в ньому слід використовувати диференціювання сигналу «помилки».

Аналогічно будується захист від П-удару. Для цього з сигналу, що надходить на П-гілку, виключається сигнал завдання, як це видно на рис. 1.5.

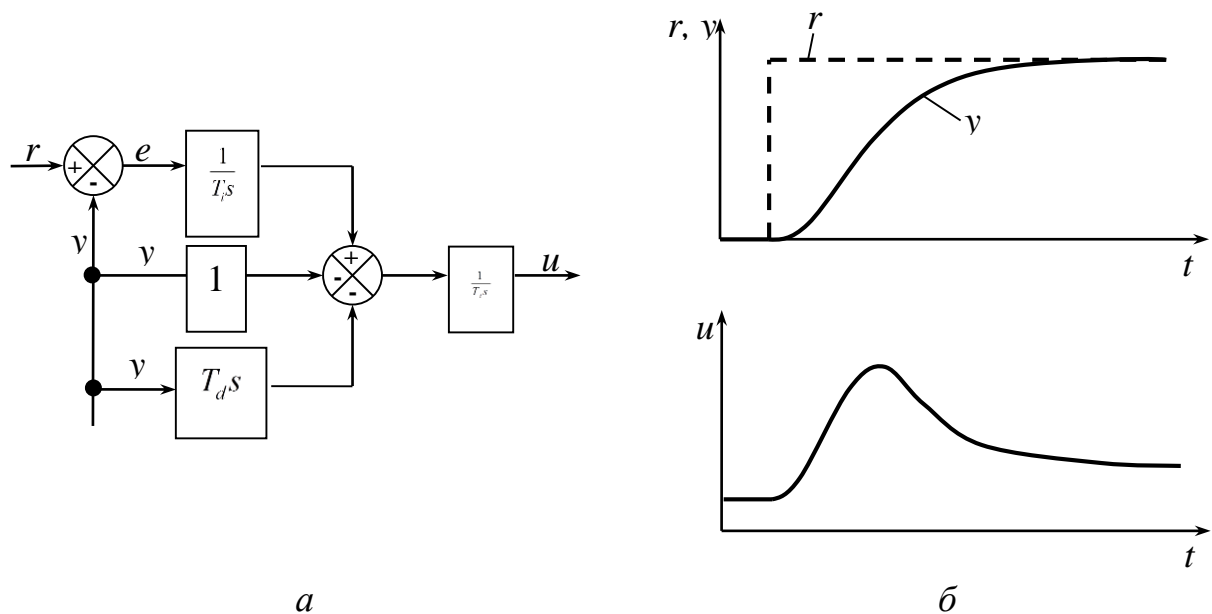


Рис.1.5. *а* – захист від П- і Д-удару, *б* – перехідні процеси

Звичайно, перехідні процеси в цьому випадку виходять помітно повільнішими, але таке рішення краще в тому випадку, коли потрібно «м'яке» регулювання. Очевидно, що для швидких контурів, таких як внутрішній у каскадних системах, запропонована схема не придатна.

У літературі розглянуті структури позначають як ПІ-Д для випадку захисту від Д-удару та І-ПД для одночасного захисту від П- і Д-ударів.

ПД-алгоритм і його окремі випадки є лінійними у всій області зміни вхідних  $e(t)$  і вихідних  $u(t)$  змінних. У ряді практичних застосувань бажана більш

гнучка тактика: ослаблена реакція при малих значеннях помилки  $e(t)$  і більш агресивна при великих. Для цього реальне значення  $e(t)$  замінюють модифікованим сигналом за допомогою нелінійного елемента (рис. 1.6).

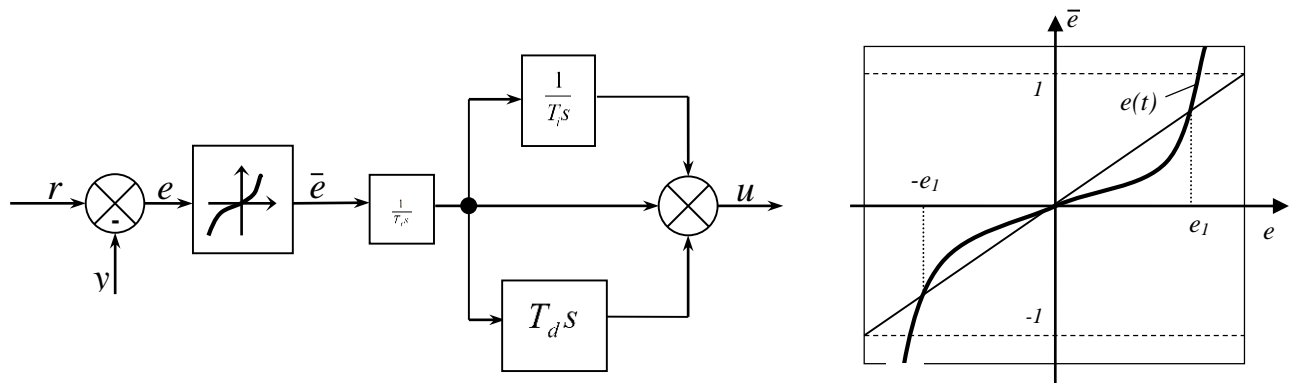


Рис.1.6. ПІД-контролер з нелінійним елементом

Можливе застосування нелінійної характеристики, що підлаштовується:

$$\bar{e} = (\beta \cdot y) + (1 - \beta) \frac{e \cdot |e|}{e_1},$$

де  $0 \leq \beta \leq 1$ ,  $e_1$  – граничне значення діапазонів ослаблення і форсування.

Інше рішення – це використання кусочно-лінійної апроксимації (лінія  $a$  на рис. 1.7) або навіть деякої зони нечутливості (лінія  $b$ ).

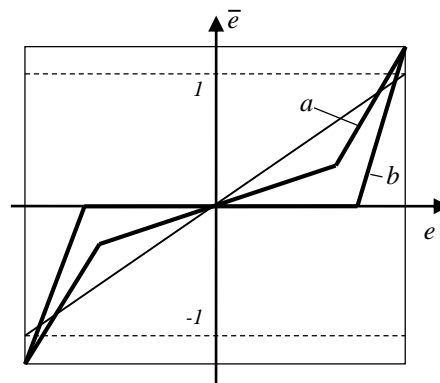


Рис. 1.7. Варіанти реалізації нелінійного елемента в контролерах

Ці рішення усувають брязкіт в роботі виконавчого механізму, зменшують його знос, хоча дещо знижують якість регулювання.

У реальних системах керування завжди присутні обмеження на діапазон зміни змінних, що не враховується лінійної теорією. Перш за все, це пов'язано з

обмеженнями в регулюючих органах і виконавчих механізмах, які проявляються при великих змінах в режимах роботи технологічних об'єктів. Також є обмеження технологічного характеру в самому об'єкті керування, коли неможливі або неприпустимі деякі значення змінних через їх взаємозв'язок або навіть з умов безпеки.

У цих ситуаціях керуючий вплив, що дорівнює граничному значенню, не змінюється, система ніби стає розімкнутою, однак, інтегральна компонента в законі регулювання продовжує функціонувати, і якщо не передбачені спеціальні заходи, відбувається так зване інтегральне накопичення (*wind-up*). І коли в об'єкті під впливом граничного керуючого впливу регульована величина повернеться до заданого значення або навіть сигнал помилки поміняє знак, на що миттєво зреагують П- і Д-компоненти, накопичене І-компонентою надмірне значення не дозволяє ще деякий час виконавчому механізму (ВМ) вступити в дію. Ця затримка в реакції ВМ викликана тим, що потрібен час, щоб інтеграл від сигналу помилки протилежного знака компенсував надмірне значення, накопичене І-складовою в період, коли ВМ знаходився на граничному значенні (рис. 1.8).

У цифрових контролерах, де зростання І-компоненти не обмежене, необхідні заходи боротьби з інтегральним накопиченням – так звані способи *anti-windup*. Найпростіший – це метод умовного інтегрування, коли зупиняється інтегрування при  $[u(t)] \geq u_{max}$ .

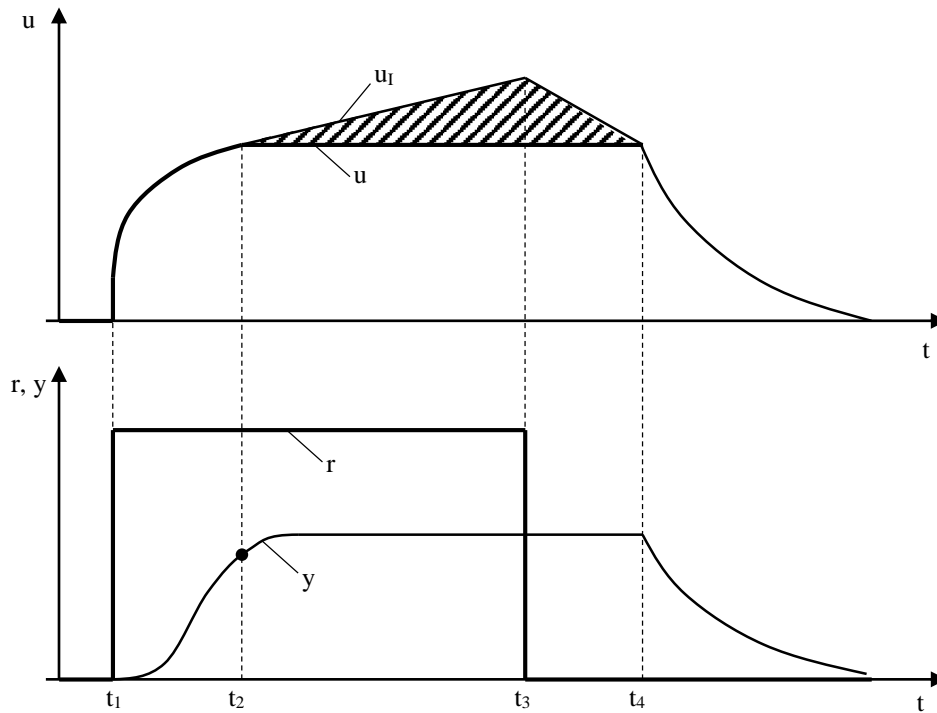


Рис. 1.8. Ефект затримки через інтегрального накопичення

Інший спосіб передбачає використання вимірювання положення ВМ і називається методом відстеження (*tracking*), або обчислення в контролері цієї величини по моделі ВМ і називається методом зворотного розрахунку (*back-calculation*).

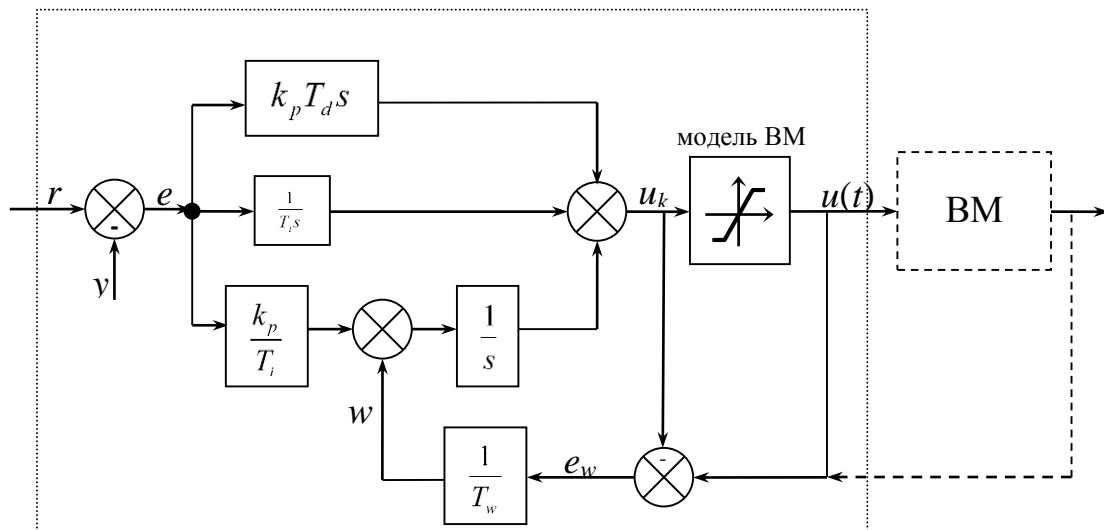
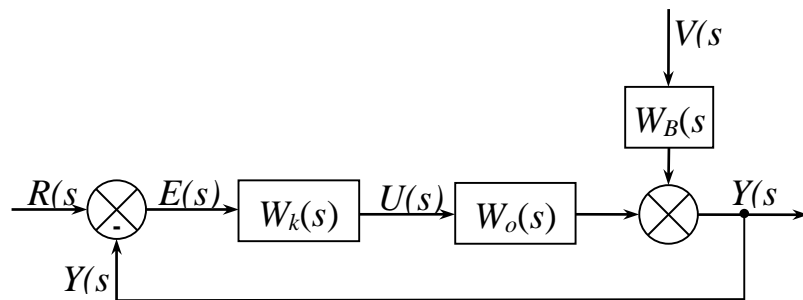


Рис. 1.9. Контролер з контуром протинакопичення

Коли ВМ не в насиченні, сигнал  $e_w = u(t) - u_k(t)$  дорівнює нулю і, відповідно,  $w = 0$ . Контролер реалізує ПІД-алгоритм без спотворення. Коли командний

сигнал  $u_k$  перевищує значення насичення  $u_{max}$ ,  $e_w \neq 0$  ( $u(t) = u_{max}$ ,  $u_k(t) > u_{max}$ ), зворотний зв'язок через об'єкт не функціонує, але вступає в дію негативний сигнал через інтегратор, який призведе до того, що вихідний сигнал інтегратора повернеться до значення  $u_k(t) = u_{max}$ . Швидкість цього процесу залежить від вибору величини  $T_w$ , яку називають часом відстеження. Особливо важливо застосування механізмів протинакопичення при побудові складних систем керування, таких як каскадні, системи з обмежувачами за сигналами в інших контурах регулювання та ін.

Типова одноконтурна система регулювання здатна забезпечити розрахункову якість роботи в повному обсязі лише по одному з каналів регулювання: або по каналу  $R \rightarrow Y$  (режим відстеження завдання), або по каналу  $V \rightarrow Y$  (режим стабілізації) і тому називається системою з одним ступенем свободи.

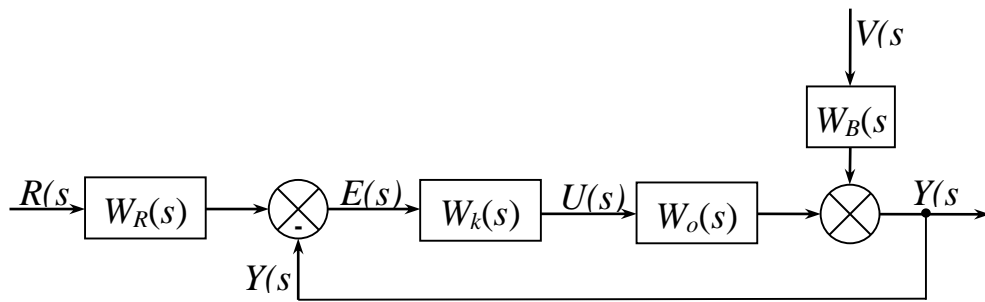


$$Y = \frac{W_o \cdot W_k}{1 + W_o \cdot W_k} R + \frac{W_B}{1 + W_o \cdot W_k} V = T \cdot R + S \cdot W_B \cdot V$$

Рис. 1.10. Структура САР з одним ступенем свободи

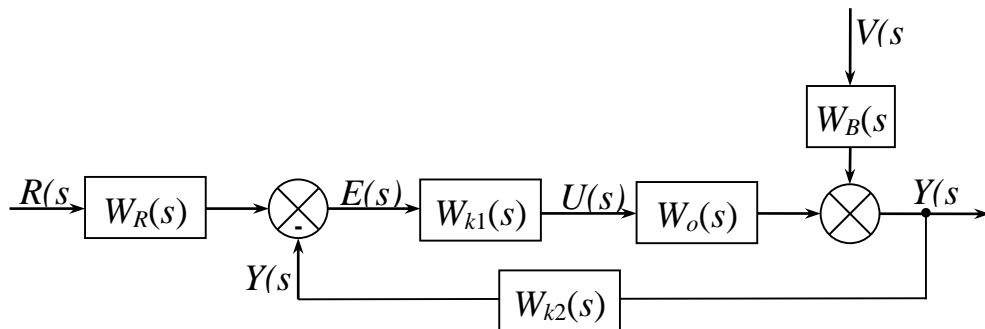
У такому випадку, контролер повинен розраховуватися на той режим, який важливіший для експлуатації, або на деяке компромісне поєднання вимог, тобто не є оптимальним.

Застосування структур з 2-ма ступенями свободи дозволяє розділити ці два завдання (відстеження і стабілізації) і забезпечує проектувальнику набагато більшу гнучкість (рис. 1.11 а і б).



$$Y = \frac{W_o \cdot W_k \cdot W_R}{1 + W_o \cdot W_k} R + \frac{W_B}{1 + W_o \cdot W_k} V = T \cdot W_R \cdot R + S \cdot W_B \cdot V$$

a



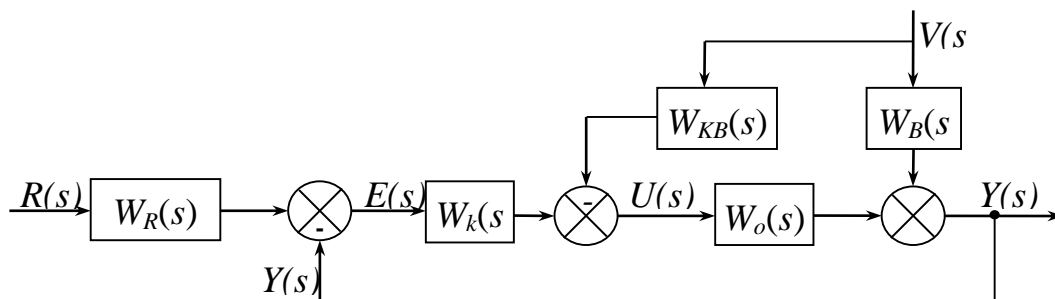
$$Y = \frac{W_o \cdot W_{k1} \cdot W_R}{1 + W_o \cdot W_{k1} \cdot W_{k2}} R + \frac{W_B}{1 + W_o \cdot W_{k1} \cdot W_{k2}} V$$

б

Рис. 1.11. САР з двома ступенями свободи

Тут виконання вимог стійкості, ефективність придушення перешкоди вимірювання і якість реакції на збурення забезпечує блок  $W_k$ , а вимоги до реакції на завдання – блок  $W_R$ .

Структурну схему контролера, показану на рис. 1.12, іноді називають структурою з 3-ма ступенями свободи. Її можна застосовувати, коли основні збурення піддаються вимірюванню.



$$W_{KB} = \frac{W_B}{W_o}$$

Рис. 1.12. САР з трьома ступенями свободи



Блок  $W_k$  вирішує завдання забезпечення стійкості і придушення перешкод,  $W_R$  і  $W_k$  – забезпечують відстеження завдання,  $W_{KB}$  – забезпечує реакцію на збурення  $V$ .

Іноді бувають проблеми з реалізацією, що зазвичай вирішується за рахунок введення в його склад фільтрів для отримання правильно визначеної передавальної функції.

Альтернативна структура з подачею сигналу від компенсатора збурення на вхід  $W_K$  менш зручна, так як зміни налаштувань контролера тягнуть за собою необхідність зміни  $W_{KB}$ , і тому застосовуються рідко.

### **1.3. Способи керування об'єктами зі змінними параметрами**

Робота енергосистем на сьогодні характеризується великою різноманітністю режимів. Це визначається, перш за все, нерівномірністю добових графіків навантаження енергосистем, яка викликає необхідність частих пусків і зупинок енергоблоків ТЕС, а також розширення діапазону їх регулювання, в той час як постійна частина навантаження покривається АЕС. Парогенератори багатьох енергоблоків працюють на двох видах палива при роздільному або спільному спалюванні. У різних режимах може змінюватися склад працюючого устаткування або можуть виникати обмеження підтримуваних параметрів і регулювальних впливів. Важливими особливостями переходів від одного режиму до іншого є великі значення збурень та різкі зміни статичних і динамічних характеристик ділянок регулювання.

Для забезпечення надійної роботи обладнання енергоблоків необхідно підтримувати основні параметри, а в деяких випадках і швидкості їх зміни в доволі вузьких межах. Тому багаторежимність роботи обладнання визначається необхідністю розширення функцій систем автоматичного керування та жорсткими вимогами до якості їх роботи.

Настільки сильний вплив експлуатаційних факторів призводить до значних відмінностей динамічних параметрів об'єктів керування, які знаходяться в

експлуатації. При цьому налаштування регуляторів, виконане перед пуском об'єкта в експлуатацію, через деякий час може не забезпечити задовільної динамічної якості системи. Це означає, що задача керування агрегатом із заданою якістю при різних навантаженнях стає дуже актуальною.

Існує декілька способів керування об'єктом, параметри якого постійно змінюються, серед яких відзначимо такі:

- табличне керування – дискретне налаштування за ознаками, що характеризують зміну статичних або динамічних властивостей об'єкта керування;
- адаптивне керування – зміна структури системи керування або її параметрів при зміні режимів роботи обладнання, його складу, а також при виникненні обмежень;
- робастне керування – побудова схем керування, які малочутливі до зміни властивостей об'єкта керування.

Найпростішим методом адаптації регулятора до змінних властивостей об'єкта є табличне керування коефіцієнтами регулятора. Він може бути використаний не лише для адаптивного керування, але і для керування нелінійними об'єктами, нестационарними процесами, при необхідності зміни параметрів залежно від умов.

Принцип табличного керування дуже простий. Маючи апіорні дані про можливі зміни режиму роботи системи, виконують ідентифікацію об'єкта для кількох різних режимів і для кожного із них знаходять параметри регулятора. Значення цих параметрів записують у таблицю. У процесі функціонування системи вимірюють величину, яка характеризує режим роботи системи, і залежно від її значення вибирають із таблиці значення коефіцієнтів регулятора.

Контур, який використовується для адаптації, є розімкнутим. Саме з цієї причини табличне керування характеризується високою швидкістю, відсутністю помилкового спрацювання або розбіжністю алгоритмів адаптації.

Недоліками такого методу є: а) великі витрати на попередню ідентифікацію, необхідну на складання таблиці; б) потреба вирішення проблеми безударного

переходу з одного режиму на інший; в) погіршена якість керування при підході до границі режиму; г) неможливість переходу на інший режим налаштувань регулятора при збуреннях і змінах, які не враховані при формуванні таблиці налаштувань. Таким чином, табличне керування коефіцієнтами регулятора варто використовувати тоді, коли заздалегідь відомі види та величини збурювальних факторів, які до того ж можна виміряти.

При адаптивному керуванні використовують три принципово важливих етапи: ідентифікація, розрахунок параметрів регулятора та налаштування регулятора. Часто останній етап включає етап підлаштування (заклучна оптимізація налаштування). Оптимізація налаштування необхідна через те, що методи розрахунку параметрів регулятора за формулами не враховують нелінійності об'єкта, а ідентифікація параметрів об'єкта виконується із деякою похибкою.

Необхідно зауважити, що незважаючи на наявність автоматичного підлаштування, контролер не може забезпечити необхідної якості регулювання по причинах, які не залежать від якості закладених в нього алгоритмів. Наприклад, об'єкт керування може мати залежні контури регулювання, велике запізнення, високий порядок об'єкта; об'єкт може бути нелінійним; датчики можуть бути розташовані не в тому місці, де потрібно, і матимуть поганий контакт із об'єктом; рівень завад у вимірювальному каналі може бути недопустимо великим; роздільна здатність датчика може бути недостатньо високою; джерело вхідного впливу на об'єкт може мати велику інерційність або гістерезис; можуть бути також помилки в монтажі системи, погане заземлення, обриви провідників та ін. Тому, перед тим як починати автоматичне налаштування, необхідно впевнитися у відсутності названих проблем. Наприклад, якщо внаслідок зносу механічної системи з'явився непередбачений проектом гістерезис і тому система знаходиться в коливальному режимі, підлаштування регулятора може не дати бажаного результату, поки не усунена причина проблеми.

Використання в САР алгоритмів адаптації, які забезпечують в процесі роботи об'єкта налаштування алгоритмів регулювання, хоч і дозволяють вирішити певний ряд задач, проте мають деякі недоліки. По-перше, під час перехідних процесів в контурі самоналаштування якості основних контурів САР знижується, що само по собі може спровокувати виникнення аварійної ситуації. А це недопустимо на важливих контурах теплоенергетичних об'єктів. По-друге, розробка ефективних алгоритмів самоналаштування є зовсім не тривіальною задачею.

Робастне керування означає отримання перехідних процесів заданої якості у системі при єдиному наборі налаштувань регулятора при різних режимах роботи обладнання. Для отримання робастних налаштувань регулятора варто знати лише параметри об'єкта у номінальному режимі роботи та можливі зміни параметрів відносно номінальних значень при зміні режиму роботи. Маючи цю інформацію, регулятор налаштовується лише один раз, і в подальшому використовують саме ці коефіцієнти регулятора. При цьому, такі налаштування забезпечують задану якість перехідних процесів у змінних режимах роботи об'єкта.

Регулятор, який базується на робастному підході, повністю ефективний з самого початку керування, в той час як адаптивні регулятори спочатку повинні налаштуватись на систему.

Таким чином, потреби технології з подальшим підвищенням ефективності керування технологічного виробництва визначають необхідність розробки автоматичних систем, алгоритми яких реалізують, поряд з іншими, функцію гарантованого дотримання встановлених регламентом гранично-допустимих значень змінних.

Застосування робастного підходу дозволяє істотно спростити апаратне і програмне забезпечення, що застосовується в САК у порівнянні з адаптивними системами. Можливість апіорного вибору структури і параметрів регуляторів знижує витрати на налагодження й обслуговування САК. Однак, строгі математичні методи робастного синтезу малопридатні для вирішення

конкретних інженерних завдань. Це обумовлено великою складністю застосовуваних обчислювальних процедур, високим порядком одержуваних регуляторів та малопридатністю цих методів для об'єктів з запізненням, які дуже часто зустрічаються в теплоенергетиці. У такій ситуації дуже перспективною є розробка простих методів синтезу робастних систем.

### **Контрольні запитання та завдання до розділу 1**

1. Назвіть стандартні закони керування.
2. В яких умовах лінійні закони керування виявляються недостатньо ефективними?
3. Що таке робастність систем автоматичного керування?
4. Як слід розуміти наявність протиріччя робастність – якість?
5. Які методи регулювання процесів з великим запізненням?
6. Які переваги та недоліки ПД-закону керування ?
7. Наведіть послідовну структуру формування закону регулювання.
8. Опишіть паралельну структуру формування закону регулювання.
9. Розкажіть про необхідність та методи фільтрації сигналів у контролерах.
10. Перелічіть та опишіть методи захисту від пропорційного удару в контролерах.
11. Розкажіть про методи захисту від диференційного удару в контролерах.
12. Поясніть суть інтегрального накопичення та засобів боротьби з ним.
13. Опишіть структуру контролерів з 2-ма ступенями свободи.
14. Розкажіть про контролери з RST-структурою.
15. Наведіть методи керування об'єктами зі змінними параметрами.

## РОЗДІЛ 2. РОБАСТНЕ КЕРУВАННЯ НА БАЗІ РЕГУЛЯТОРА З ВНУТРІШНЬОЮ МОДЕЛЛЮ

### 2.1. Структура та міра робастності

Використання грубості систем по відношенню до різного виду неврахованих факторів, пов'язаних з неточним описом як самого об'єкта, так і зовнішнього впливу на нього, мають велику історію. Вважається, що концепція грубості систем вперше була представлена в 1937 р. в роботі Андропова А.А. та Понтрягіна Л.С. Останнім часом законодавцями в теорії грубого керування виступають закордонні наукові школи. Саме тому, у вигляді прямого запозичення з англomовної літератури, термін «грубість» виявився витісненим терміном «робастність» (від англ. robustness – грубий, міцний). Найчастіше він застосовується в тому ж сенсі, що і термін «грубість», хоча має більш широке трактування, і має на увазі можливість функціонування системи керування не тільки при змінах її параметрів, а й за наявності невизначених зовнішніх впливів.

Класична структура систему керування представлена на рис. 2.1, де  $C$  – регулятор,  $P$  – об'єкт керування,  $r$  – завдання,  $y$  – вихід системи,  $d$  і  $d'$  – зовнішні збурення відповідно на вході і на виході об'єкта,  $u$  – вихід регулятора, і  $e$  – сигнал неузгодження.

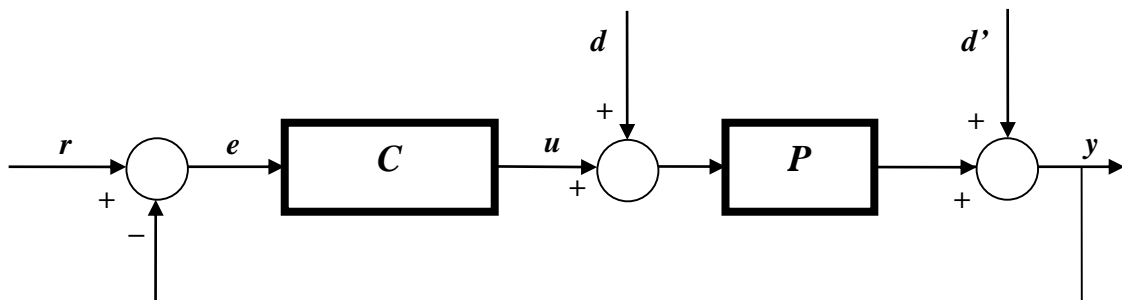


Рис. 2.1. Система керування зі зворотнім зв'язком

Об'єкт керування  $P(s)$  в загальному випадку описується такою передавальною функцією:

$$W_o(s) = \frac{k}{(Ts+1)(\alpha Ts+1)} e^{-\tau s}, \quad L = \frac{\tau}{T}, \quad (2.1)$$

де  $k$  – коефіцієнт передачі,  $T$  – головна стала часу,  $\alpha$  – відношення сталих часу ( $0 \leq \alpha \leq 1$ ),  $\tau$  – час запізнення,  $L$  – нормований час запізнення.

Модель (2.1) при  $\alpha = 0$  описує об'єкти першого порядку з запізненням; при ( $0 < \alpha < 1$ ) – об'єкти другого порядку з запізненням; при  $\alpha = 1$  – об'єкти з парними коренями.

Таким чином, згідно з рис. 2.1 можна записати такі залежності між входом та виходом:

$$y(s) = T(s)r(s) + P(s)S(s)d(s),$$

$$u(s) = C(s)S(s)r(s) + T(s)d(s),$$

де  $S(s)$  та  $T(s)$  – відповідно функція чутливості та додаткова функція чутливості:

$$S(s) = \frac{1}{1 + P(s)C(s)}, \quad T(s) = \frac{P(s)C(s)}{1 + P(s)C(s)}, \quad (2.2)$$

які відіграють ключову роль у визначенні властивостей стійкості та робастності системи керування.

Під стійкістю системи керування зазвичай розуміють абсолютну стійкість. Це означає, що всі полюси передавальної функції замкненої системи лежать у лівій напівплощині. Тим не менше, якщо треба описати показники стійкості, використовують принцип відносної стійкості. Відносна стійкість використовується для визначення наскільки система є стійкою або наскільки вона близько до границі стійкості. Ідея відстані до границі стійкості породжує різноманітні інтерпретації, оскільки це відноситься до різних джерел похибок у моделі, яка використовується для синтезу регулятора. Які невизначеності і наскільки приводять систему до границі стійкості? Така інтерпретація називається мірою робастності. Таким чином, поєднання кількісних показників робастності та принципи методик налаштування призвело до появи синтезу робастних регуляторів.

## 2.2. Класичні показники робастності

Вимірювання робастності розвивається роками, що призводить до появи нових підходів у робастному керуванні. Із цієї точки зору запас по модулю і фазі відомі як класичні показники відносної стійкості. Ці показники виходять із критерія стійкості Найквіста і розглядають можливість охоплення критичної точки  $(-1, j0)$ , що може виникнути при зміні підсилення або фази системи.

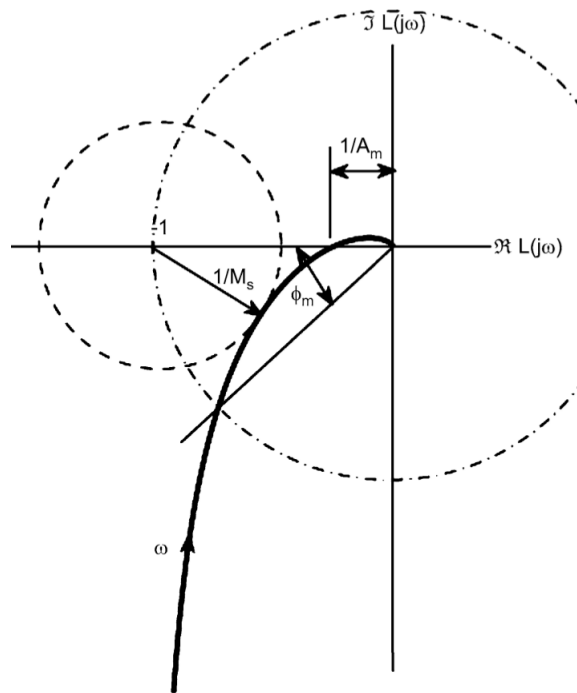


Рис. 2.2. Визначення запасів стійкості по модулю і фазі

Запас по модулю  $A_m$  визначається точкою, де годограф Найквіста перетинає від'ємну дійсну вісь. Ця міра визначає наскільки повинен збільшитися коефіцієнт підсилення, щоб система стала нестійкою. На рис. 2.2 показана геометрична інтерпретація запасу по модулю. Він визначається із такого співвідношення:

$$A_m |C(j\omega_\pi)P(j\omega_\pi)| = 1,$$

звідки

$$A_m = \frac{1}{|C(j\omega_\pi)P(j\omega_\pi)|}.$$

Запас по модулю обчислюється на частоті  $\omega_\pi$ . Це частота, на якій фазовий зсув складає  $180^\circ$ . Типові значення  $2 \leq A_m \leq 5$ .



Запас по фазі показує на яку фазу система може запізнюватися, щоб годограф Найквіста перетнув критичну точку. Геометрична інтерпретація показана на рис. 2.2, звідки можна отримати

$$-\phi_m + \arg\{C(j\omega_1)P(j\omega_1)\} = -180^\circ,$$

або

$$\phi_m = \arg\{C(j\omega_1)P(j\omega_1)\} + 180^\circ.$$

Частота  $\omega_1$  – це частота, на якій коефіцієнт передачі системи дорівнює 1. Запас по фазі показує, що якщо існує помилка у моделі об'єкта, то наскільки додаткове запізнення по фазі призведе до нестійкості системи. Типові значення  $30^\circ \leq \phi_m \leq 60^\circ$ .

Синтез на основі запасів стійкості може вважатися першим, де робастність оцінюється явними показниками робастності. Перший подібний синтез представлений у [9] для  $A_m = 3$  і  $\phi_m = 60^\circ$ .

Недоліком такого підходу є те, що кінцеві вирази для обчислення параметрів регуляторів є нелінійними. Для їх вирішення повинні бути обчислені частоти  $\omega_\pi$ , а їх поява у рівняннях з функціями  $\text{tg}^{-1}$  обмежує їх аналітичне обчислення. Через цю проблему було створено різні підходи, які використовують апроксимацію, яка зв'язує запаси стійкості з якимось параметром регулятора, і значення цього параметра приводить до отримання конкретних величин запасів. Наприклад, у [11] представлено рівняння для обчислення  $A_m$  та  $\phi_m$  системи керування із ПІД регулятором та об'єктом першого порядку з запізненням. Ці рівняння використовуються для обчислення  $A_m$  та  $\phi_m$ , виходячи з правил налаштування параметрів регулятора та оптимізаційних методів, отриманих із інтегральних показників. Розширений аналіз наведений у [6].

Для багатомірних об'єктів такий підхід також актуальний при визначенні відносної стійкості. Але відомі методи для визначення запасів стійкості одновірних систем не можуть бути застосованими для багатомірних через взаємозалежність входів та виходів [19]. Фактично не існує ні визначень запасів

стійкості для багатомірних систем, ні ефективних методик для їхнього визначення; тим не менше є декілька альтернативних визначень для отримання цих значень і використання у випадку багатомірних системах керування [20].

Іншою проблемою є те, що запаси стійкості вимірюються незалежно. Через цю причину в останні роки в якості оцінки робастності все частіше використовується функції чутливості.

Функція чутливості  $S(s)$  зараз є основою для визначення робастності у різних підходах синтезу регуляторів. Вона показує наскільки динаміка системи керування залежить від змін у об'єкті. Якщо функція  $f$  залежить від параметра  $\alpha$ , то чутливість  $f$  до зміни  $\alpha$  визначається так

$$S_{\alpha}^f \square \lim_{\Delta\alpha \rightarrow 0} \frac{\Delta f / f}{\Delta\alpha / \alpha} \bigg|_{\alpha=\alpha_0} = \frac{\alpha}{f} \frac{\partial f}{\partial \alpha} \bigg|_{\alpha=\alpha_0},$$

де  $\alpha_0$  – номінальне значення параметра, а  $\Delta\alpha$  та  $\Delta f$  – зміна  $\alpha$  та  $f$  відносно номінальних значень. Застосуємо такий принцип для визначення залежності між сигналом завдання та вихідним сигналом розімкнутої та замкнутої систем:

$$T_{ol}(s) = P(s)C(s), \quad T_{cl}(s) = \frac{P(s)C(s)}{1 + P(s)C(s)}. \quad (2.3)$$

Таким чином, при наявності невизначеностей у моделі  $P(s) = P_0(s) + \Delta P$  вихідний сигнал буде відмінним від (2.3):  $T_{ol}(s) = T_{ol,0}(s) + \Delta T_{ol}$ ,  $T_{cl}(s) = T_{cl,0}(s) + \Delta T_{cl}$ . Визначимо чутливість  $T_{ol}(s)$  та  $T_{cl}(s)$  до змін об'єкта

$$S_P^{T_{ol}} = \lim_{\Delta P \rightarrow 0} \frac{\Delta T_{ol}(s) / T_{ol,0}(s)}{\Delta P(s) / P_0(s)} = 1, \\ S_P^{T_{cl}} = \lim_{\Delta P \rightarrow 0} \frac{\Delta T_{cl}(s) / T_{cl,0}(s)}{\Delta P(s) / P_0(s)} = S(s).$$

Це означає, що в розімкнутій системі помилки в моделі повністю впливають на вихідний сигнал. Із іншого боку для замкнутої системи вплив змін в об'єкті на вихідний сигнал пропорційний функції чутливості  $S(s)$ . Із цієї точки зору регулятор  $C(s)$  потрібно вибирати таким, щоб амплітуда функції чутливості

була невеликою в спектрі невизначеностей. Це є ключовим моментом у використанні зворотного зв'язку.

Функція чутливості залежить від частоти, тому не може бути прямим показником робастності. Тим не менше, так як  $S(s)$  залежить лише від прямого каналу в замкнутій системі  $L(s) = C(s)P(s)$ , то на годографі Найквіста можна дати геометричну інтерпретацію цієї функції. Оскільки  $S(s) = (1 + L(s))^{-1}$ , то ми можемо комплексне число  $1 + L(j\omega)$  представити у вигляді вектора, який з'єднує точки  $(-1, 0)$  та  $L(j\omega)$ . Функція чутливості буде менше 1 на частотах, на яких годограф Найквіста знаходиться поза колом із центром  $(-1, 0)$  одиничного радіуса (рис. 2.2). Із цього можна отримати значення  $M_s$  як

$$M_s \square \max_{\omega} |S(j\omega)| = \max_{\omega} \left| \frac{1}{1 + C(j\omega)P(j\omega)} \right| = \frac{1}{\min_{\omega} |1 + L(j\omega)|} \quad ,$$

найкоротша відстань від годографа Найквіста до критичної точки, що дорівнює  $1/M_s$ . Таким чином, забезпечивши задане значення  $M_s$  гарантується те, що годограф Найквіста буде знаходитися на відстані  $1/M_s$  від критичної точки. Тому для отримання високої робастності потрібно отримати малі значення  $M_s$ .  $M_s$  – показник робастності, який широко застосовується в нинішніх дослідженнях робастних систем. Цей показник більш загальний, ніж описані вище запаси стійкості. Можна показати, що  $M_s$  забезпечує одночасно і границі запасів стійкості:

$$A_m \geq \frac{M_s}{M_s - 1}, \quad \varphi_m \geq 2 \arcsin \left( \frac{1}{M_s} \right) \quad .$$

Іншою потребою забезпечення знаходження годографа Найквіста поза колом із центром у критичній точці радіуса  $1/M_s$  є те, що стійкість гарантується навіть якщо коефіцієнт підсилення системи збільшиться у  $M_s/(M_s - 1)$  або зменшиться у  $M_s/(M_s + 1)$  разів. Також можна гарантувати стійкість при наявності статичної нелінійності  $f(x)$ , якщо виконується умова

$$\frac{M_s}{M_s + 1} < \frac{f(x)}{x} < \frac{M_s}{M_s - 1} \quad .$$

Типові значення  $M_s$  знаходяться у межах від 1,4 до 2. Для  $M_s = 2$  маємо  $A_m \geq 2$ , а  $\varphi_m \geq 29^\circ$  (що є найменшим допустимим рівнем робастності). Для  $M_s = 1.4$  забезпечується  $A_m \geq 3.5$ , а  $\varphi_m \geq 41^\circ$ . Перевагою використання  $M_s$  є одночасне визначення запасів стійкості, у той час, як ці показники є повністю незалежними. Також  $M_s$  використовується у порівняльному аналізі, який робиться для оцінки робастності, отриманої в різних підходах, хоча це і не розглядається на етапі синтезу.

Стійкість замкнутої системи повинна забезпечуватися незважаючи на зміни  $\Delta P(s)$  в об'єкті  $P_o(s)$ , при цьому повинна виконуватися умова

$$|W_p(j\omega)\Delta W_o(j\omega)| < |1 + L(j\omega)|,$$

яка може бути записана так

$$\left| \frac{\Delta W_o(j\omega)}{W_o(j\omega)} \right| < \frac{1}{|T(j\omega)|} \quad .$$

Зміни у моделі допускаються на тих частотах, де додаткова функція чутливості є малою. Тому необхідно розглянути максимальне значення  $T(s)$  як оцінку чутливості

$$M_T = \max_{\omega} |T(j\omega)| = \max_{\omega} \left| \frac{L(j\omega)}{1 + L(j\omega)} \right| \quad .$$

Тепер можна означити загальний запас стійкості  $GM_s$ , який у [18] визначається так

$$GM_s = \max \{ \|S\|_{\infty}, \alpha \|T\|_{\infty} \} \quad ,$$

де параметр  $\alpha = M_s^d / M_T^d$  залежить від бажаних значень максимумів функцій чутливості. Геометрично, забезпечення обмежень на  $M_T$  нав'язує заборонену область для годографа Найквіста, що є колом із центром у точці  $(-M_T^2 / (M_T^2 - 1), 0)$  радіуса  $M_T / (M_T^2 - 1)$ . Таким чином, використовуючи показники  $M_s$  та  $M_T$ , ми

обмежуємо знаходження годографа Найквіста. Ідея використання області, де заборонено знаходитися годографу Найквіста, детально описана в [1].

### 2.3. Внутрішня стійкість та якість

Поняття стійкості характеризує здатність системи повертатися в стан рівноваги після нанесення збурення. У системі керування не можна допустити, що невелике збурення в одному місці призведе до сигналів необмеженого рівня в деяких інших місцях. Слід бути впевненим, що обмежені внутрішні сигнали гарантують стійкість для всіх обмежених зовнішніх сигналів. Для цього не досить, перевіряти на стійкість тільки передавальну функцію замкнутої системи. Незважаючи на те, що вона є стійкою, внутрішні сигнали можуть бути необмеженими. Щоб гарантувати обмежені внутрішні сигнали, замкнута система повинна бути внутрішньо стійкою.

Лінійна стаціонарна система керування внутрішньо стійка, якщо передавальна функція між будь-якими двома точками системи є стійкою.

У системі керування, будь-які дві точки можуть бути вибрані для тестування внутрішньої стійкості, але деякі варіанти еквівалентні. У системі, показаній на рис. 2.1, є тільки два незалежних виходи і два незалежні входи. Можна вибрати  $r(s)$  і  $d(s)$  як входи і  $y(s)$  та  $u(s)$  як виходи. Замкнута система внутрішньо стійка, тоді і тільки тоді, коли всі елементи передавальної функції матриці  $H(s)$  від входів  $r(s)$  і  $d'(s)$  до виходів  $y(s)$  та  $u(s)$  є стійкими:

$$\begin{bmatrix} y(s) \\ u(s) \end{bmatrix} = H(s) \begin{bmatrix} r(s) \\ d'(s) \end{bmatrix},$$

де

$$H(s) = \begin{bmatrix} \frac{P(s)C(s)}{1+P(s)C(s)} & \frac{P(s)}{1+P(s)C(s)} \\ \frac{C(s)}{1+P(s)C(s)} & \frac{-P(s)C(s)}{1+P(s)C(s)} \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Нагадаємо концепцію стійкості. Система стійка тоді і тільки тоді, коли всі полюси її замкненої передавальної функції знаходяться у відкритій лівій напівплощині ЛНП (або, що еквівалентно, замкнута передавальна функція не має полюсів в  $Re\ s \geq 0$ ). У порівнянні з концепцією внутрішньої стійкості, поняття стійкості не є повним, тому що анулювання нулів і полюсів в правій напівплощині (ПНП) для замкненої системи не розглядається.

Анулювання нуля-полюсу означає, що нуль і полюс знаходяться в одній і тій же точці. Це може відбутися в певній складовій системи (наприклад, в регуляторі) або між двома розділеними складовими (наприклад, між регулятором і об'єктом). Деякі анулювання є знімними, наприклад,  $(s-1)/(s-1) = 1$ . Така передавальна функція є нестійкою до анулювання. Деякі анулювання не є знімними, які  $(e^{-s} - 1)/s$ . Загалом, такий випадок відбувається в системах з запізненням.

Розглянемо проблеми якості. Основна мета систем зі зворотним зв'язком, є утримання помилки між виходом об'єкта  $y(t)$  і завданням  $r(t)$  малою, коли загальна система залежить від зовнішніх збурень і невизначеності об'єкту. Для кількісної оцінки якості, індекс «малість» для помилки повинен бути визначений. В якості такого критерію широко використовується  $H_2$ :

$$\min \int_0^{\infty} e^2(t) dt = \min \|e(t)\|_2^2.$$

Структура регулятора і його параметри можуть бути визначені з вирішення поставленої задачі оптимізації. Якщо завдання  $r(s)$  відомо, вагова функція  $V(s) = r(s)$  вводиться для нормалізації завдання так, щоб вхід системи  $r'(s)$  був імпульсом (рис. 2.3). Тоді, якщо на вхід системи подано імпульс, то енергія вихідного сигналу  $e(t)$  є квадратом 2-норми передавальної функції системи:

$$\|e(t)\|_2 = \|V(s)S(s)\|_2, \quad \frac{r(s)}{V(s)} = 1.$$

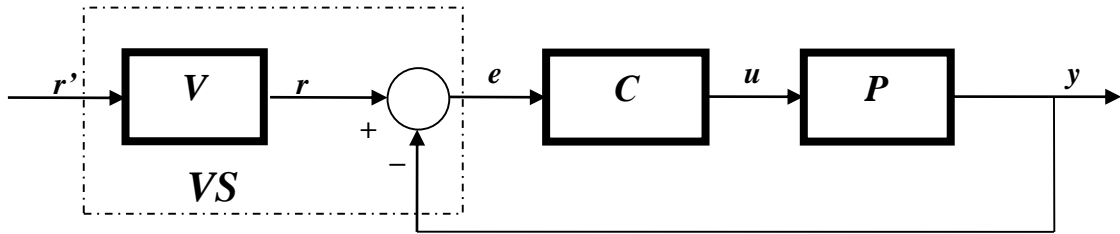


Рис. 2.3. Нормалізація входу системи

Таким чином, критерій оптимальності  $H_2$  в області Лапласа можна записати у вигляді

$$\min \|V(s)S(s)\|_2.$$

Припустимо, що  $\min \|V(s)S(s)\|_2 \rightarrow \varepsilon$ . Враховуючи, що  $\varepsilon$  – це константа у ваговій функції  $V(s)$ , то індекс може бути виражене у формі

$$\|V(s)S(s)\|_2 < 1.$$

Інший широко використовуваний критерій якості є  $H_\infty$ :

$$\min \sup_{r(t)} \int_0^\infty e^2(t) dt = \min \sup_{r(t)} \|e(t)\|_2^2.$$

Знову ж таки, вагова функція  $V(s)$  вводиться для нормалізації входу системи. Якщо вхід є сигналом, енергія якого обмежує єдність, то енергія виходу обмежена квадратом  $\infty$ -норми передавальної функції системи:

$$\sup_{r(t)} \|e(t)\|_2 = \|V(s)S(s)\|_\infty, \quad \left\| \frac{r(s)}{V(s)} \right\|_2 \leq 1.$$

Синтез індексу в частотній області може бути записана як

$$\min \|V(s)S(s)\|_\infty \text{ або } \|V(s)S(s)\|_\infty < 1.$$

Обидва ці критерії намагаються звести до мінімуму їх відповідними нормами вагової функції чутливості.

Зауважимо, щоб поставити задачу синтезу в єдиній математичній формі, слід вагові функції ввести в критерій якості. Передбачається, що завдання  $r(s)$  породжується нормованим входом  $r'(s)$ , що проходить через передавальну функцію блоку  $V(s)$ , яка інколи називається функцією зважування якості, тому що отримані результати залежать від вибору  $V(s)$ . Як правило, вибір критерію якості не є критичним. Найважливішим завданням для синтезу системи

керування є отримання регулятора, який гарантує потрібний вихід. Компроміс, притаманний системі керування означає, що, хоча норми або показники якості можуть відрізнятися в значній мірі, отримані виходи не дуже відрізняються. Вимога синтезу може бути досягнута шляхом застосування різних норм і показників якості.

У більшості промислових систем, синтез стосується в основному регулятора. З цією метою, отримана система зазвичай має хорошу здатність до подавлення зовнішніх збурень. У той же час, слід також мати гарну можливість стеження за завданням. Щоб отримати регулятор з хорошою здатністю подавлення зовнішніх збурень, бажано звести до мінімуму  $|S(j\omega)|$ . Для всіх систем керування існує обмеження  $S(s) = 1 - T(s)$ . Щоб звести до мінімуму  $|S(j\omega)|$  потрібно зробити  $|T(j\omega)|$  близьким до 1. Близькість  $|T(j\omega)|$  до одиниці означає, що система має велику пропускну спроможність і, отже, володіє гарною можливістю стеження. Однак, у зв'язку з обмеженням  $T(s) + S(s) = 1$ ,  $|T(j\omega)|$  можна зробити рівним одиниці тільки в кінцевому діапазоні частот (Рис. 2.4).

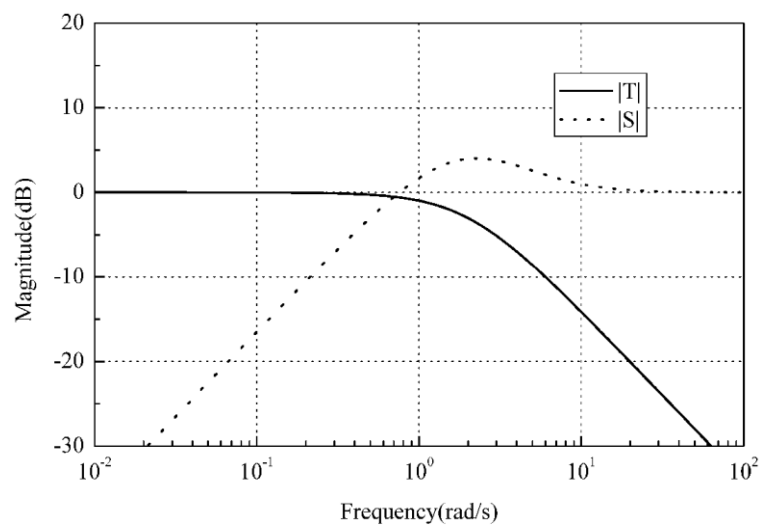


Рис. 2.4. Основна та додаткова функції чутливості

## 2.4. Типи невизначеностей при розгляді робастних систем

В більшості випадків, коли мова йде про робастні системи, то мається на увазі робастність зі стійкості. Тобто кажуть, що система робастна в заданому класі збурень, якщо при будь-яких збуреннях з цього класу вона залишається



стійкою. Окрім цього, розрізняють робастність по показникам якості системи. Вважається, що система робастна по заданому показнику якості на вказаному класі невизначеностей, якщо при будь-яких збуреннях з цього класу вона залишається стійкою й погіршення значення показника знаходиться в допустимих межах.

Адекватний математичний опис теплоенергетичних об'єктів керування аналітичними методами з усім різномаяттям характеристик сировинних та енергетичних потоків, станів робочих органів та активних зон агрегатів є вельми складною та тривалою процедурою. Альтернативою такому підходу в отриманні адекватних моделей є апріорне визнання і відображення в моделях їх неповноти (невизначеності). Враховуючи наявну практику використання моделей при розробці САК для теплоенергетичних об'єктів, невизначеності моделей можна умовними чином поділити на три складові: структурну, параметричну та координатну.

Структурна невизначеність відображає принципову неможливість задання розмірності моделі об'єкта керування, що точно відповідатиме властивостям об'єкта-оригінала, тобто порядку її диференційних рівнянь або розмірності простору станів. Параметрична невизначеність – неможливість точного задання значень коефіцієнтів диференційних рівнянь. Координатна невизначеність – неможливість отримання точних значень змінних та статистичних оцінок, які вимірюються та обчислюються на їх основі. Структурну невизначеність можна задати введенням у структуру моделі ланок чистого запізнювання; параметричну – у вигляді моделей неконтрольованих параметричних збурень; координатну – у формі моделі шумів вимірювання, адитивних координат, що вимірюються.

Як правило, важко отримати точне математичне рівняння, що описує невизначеність. Зважаючи на це, досить часто достатньо визначити верхню межу або довірчий інтервал для моделювання помилки, яка може бути легко використана для подальших досліджень.

Невизначеність моделі або невідповідність моделі об'єкту є поширеним явищем в теплоенергетиці. Це відноситься до випадку, коли ідентифікатори

моделі не відповідають реальному процесу. Невизначеність може відбутися в двох формах: перша, коли існує неструктурна невідповідність, тобто структура моделі є правильною, але параметри не збігаються; і друга, коли структура моделі, або порядок моделі не збігаються один з одним – структурна невідповідність.

Дві важливі змінні можуть бути використані для кількісного опису невизначеності: мультиплікативної та адитивної помилки моделі. Позначимо за невизначеність  $\Delta(s)$ , а  $P(s)$  та  $P_n(s)$  представляють реальний та номінальний об'єкт. Тоді співвідношення між реальним процесом і моделлю визначатиме:

Адитивна невизначеність:  $P(s) = P_n(s) + \Delta_a(s)$ , звідки  $\Delta_a(s) = P(s) - P_n(s)$ .

Мультиплікативна невизначеність:  $P(s) = 1 + P_n(s)\Delta_m(s)$ , де  $\Delta_m(s) = \frac{P(s) - P_n(s)}{P_n(s)}$ .

Тут  $\Delta_m(s)$  є фіксованою стійкою передавальною функцією.  $\Delta(s)$  є змінною стійкою передавальною функцією, яка задовольняє  $\|\Delta(s)\|_\infty \leq 1$ . Це можна розглядати як нормовану невизначеність.

Неструктуровану невизначеність можна охарактеризувати як коло на комплексній площині: на кожній частоті  $\omega$ , точка  $P'(j\omega)$  лежить в колі з центром  $P(j\omega)$  і радіусом  $|\Delta_m(j\omega)|$ , як показано на рис. 2.5. Таким чином,  $P'(s)$  описує сімейство моделей, а не одну модель.

Неструктуровані невизначеності важливі з двох причин:

1) Всі моделі, що використовуються в структурі регулятора повинні включати неструктуровані невизначеності для покриття немодельованої динаміки (наприклад, нелінійності).

2) З неструктурованої невизначеності, можуть бути отримані прості і загальні результати не тільки для робастної стійкості, а й для робастної якості.

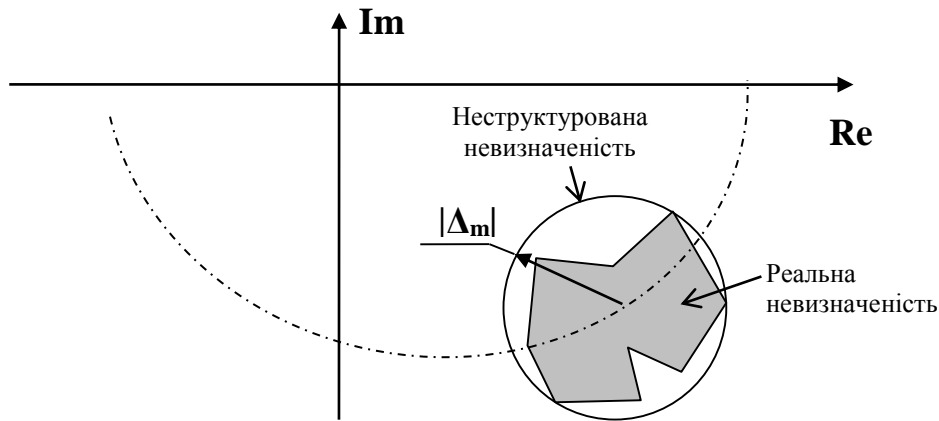


Рис. 2.5. Коло для опису неструктурованої невизначеності

Як приклад, регіон неправильної форми на рис. 2.5 представляє параметр невизначеності. Невизначеність, як правило, описується колом, яке легко представити математично.

Припустимо, що номінальна замкнута система є внутрішньо стійкою. За критерієм Найквіста, відомо, що для кожної частоти  $\omega$  крива Найквіста  $L(j\omega) = P(j\omega)C(j\omega)$  не охоплює точку  $(-1,0)$ , а кількість його обертів дорівнює сумі числа полюсів  $P(s)$  в правій напівплощині (ПНП) і числа полюсів  $C(s)$  в ПНП. Відомо також, що  $P(s)$  і  $P'(s)$  мають однакове число полюсів ПНП. Таким чином,  $C(s)$  забезпечує робастну стійкість, тільки якщо крива Найквіста  $L'(j\omega) = P'(j\omega)C(j\omega)$  не охоплює точку  $(-1,0)$  для кожної частоти  $\omega$ .

Розглянемо просту геометричну інтерпретацію, представлену на рис. 2.6. При частоті  $\omega$ ,  $L'(j\omega)$  представляє собою коло в комплексній площині. Коло має центр  $L(j\omega)$  і радіус  $|\Delta_m(j\omega)P(j\omega)C(j\omega)|$ . Радіус позначає максимально збурену сферу  $L(j\omega)$ . Відстань від  $L(j\omega)$  до точки  $(-1, 0)$  становить  $|1 + P(j\omega)C(j\omega)|$ . Ясно, що  $L'(j\omega)$  не включає в себе точки  $(-1,0)$  для кожної частоти  $\omega$  тоді і тільки тоді, якщо

$$|1 + P(j\omega)C(j\omega)| > |\Delta_m(j\omega)P(j\omega)C(j\omega)|. \quad (2.5)$$

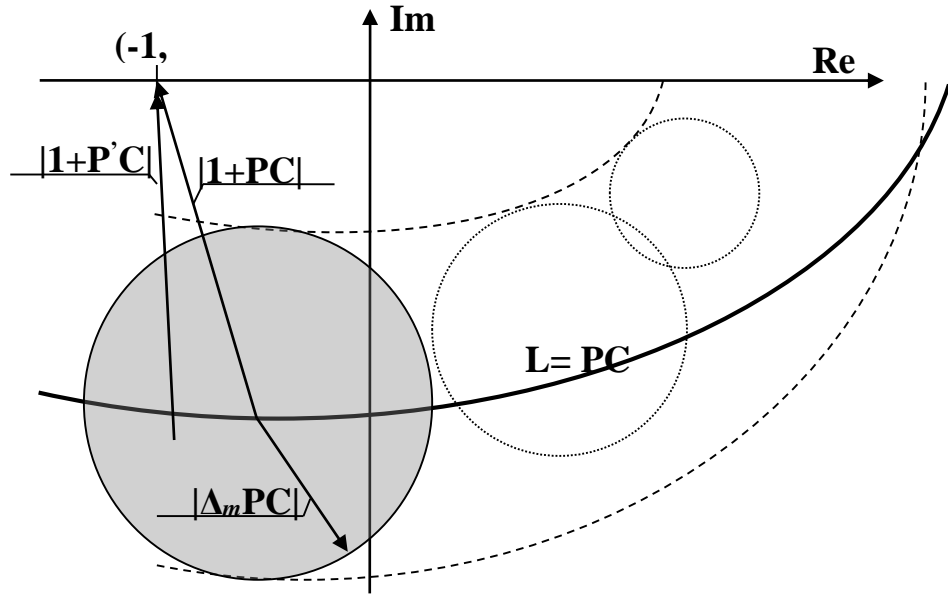


Рис. 2.6. Графічна інтерпретація робастної стійкості

Так як

$$T(j\omega) = P(j\omega)C(j\omega)/(1 + P(j\omega)C(j\omega)), \quad (2.6)$$

то підставивши (2.6) у (2.5), маємо  $|\Delta_m(j\omega)T(j\omega)| < 1, \forall \omega$ .

Таким чином, регулятор  $C(s)$  забезпечує робастну стійкість тільки якщо  $\|\Delta_m(s)T(s)\|_\infty < 1$ .

Тепер розглянемо робастну якість. Припустимо, що номінальна замкнута система є внутрішньо стійкою.

Згідно рис. 2.6, відстань від точки  $(-1,0)$  до точки на колі становить  $|1 + P'(j\omega) C(j\omega)|$ , а найменша відстань від точки  $(-1,0)$  до точки на колі –  $|1 + P(j\omega) C(j\omega)| - |\Delta_m(j\omega) P(j\omega) C(j\omega)|$  для кожної частоти  $\omega$ .

Тоді  $|1 + P'(j\omega) C(j\omega)| \geq |1 + P(j\omega) C(j\omega)| - |\Delta_m(j\omega) P(j\omega) C(j\omega)|$ .

Після нескладних перетворень можна отримати

$$|\tilde{S}(j\omega)| \leq \frac{|S(j\omega)|}{1 - |\Delta_m(j\omega)T(j\omega)|},$$

де  $S(s)$  визначається згідно

$$S(j\omega) = \frac{1}{1 + P(j\omega)C(j\omega)}.$$

Отже, робастна якість вимагає, щоб  $\|V(s)\tilde{S}(s)\|_\infty < 1$ .

Таким чином, необхідною і достатньою умовою для робастної якості є

$$|V(j\omega)S(j\omega)| + |\Delta_m(j\omega)T(j\omega)| < 1, \quad \forall \omega. \quad (2.7)$$

Умови робастної якості також мають хорошу графічну інтерпретацію. Коли обидві сторони умови (2.7) будуть домножені на  $|1 + P(j\omega)C(j\omega)|$ , то будуються два кола для кожної частоти  $\omega$ : одне з центром  $(-1, 0)$  і радіусом  $|V(j\omega)|$ , а інше з центром  $P(j\omega)C(j\omega)$  і радіусом  $|\Delta_m(j\omega)P(j\omega)C(j\omega)|$ . Умова виконується, тільки якщо ці два кола не перетинаються (рис. 2.7).

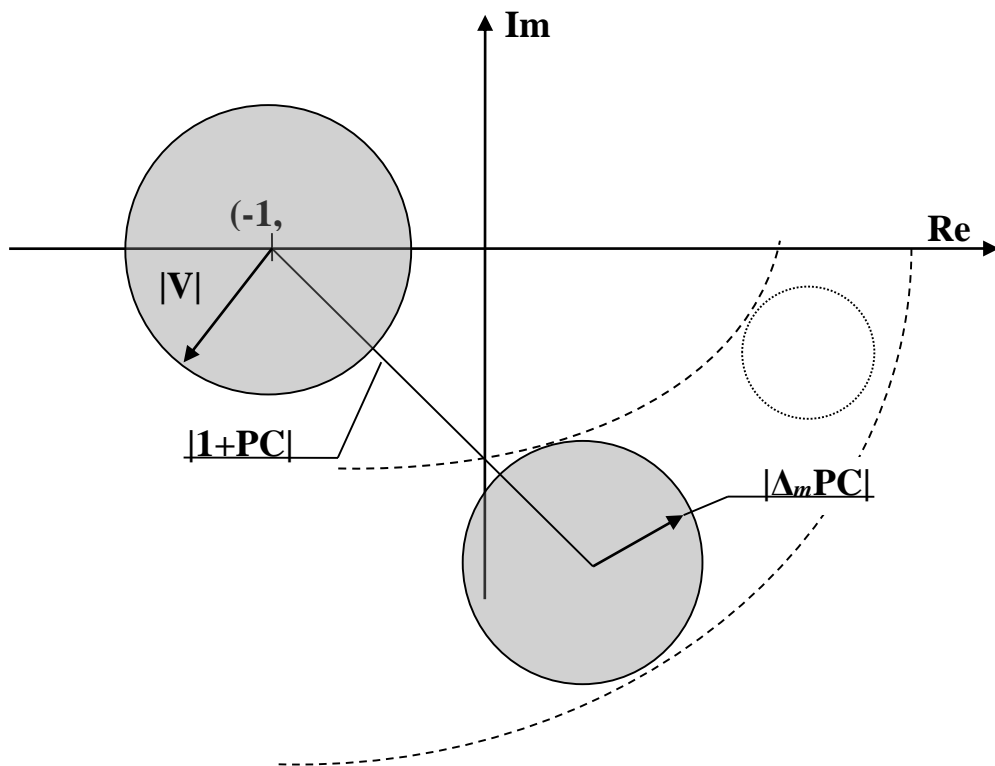


Рис. 2.7. Графічна інтерпретація робастної якості

Робастна якість передбачає як робастну стійкість так і номінальну якість. Бажано, щоб  $\|V(s)S(s)\|_\infty$  було малим для гарної номінальної якості і в той же час зробити  $\|\Delta_m(s)T(s)\|_\infty$  малим для гарної робастної стійкості. На жаль, взаємозалежність  $S(s) + T(s) = 1$  ставить обмеження задачі. Поліпшення номінальної якості погіршує робастну стійкість і штовхає систему до

нестабільності. З іншого боку, хороша робастна стійкість може бути отримана шляхом принесення в жертву номінальної якості.

## 2.5. Робастність систем із запізненням

Розглянемо модель першого порядку з запізненням:

$$P(s) = \frac{K}{Ts+1} e^{-s\tau},$$

де  $K$  – коефіцієнт підсилення,  $T$  – постійна часу,  $\tau$  – час запізнення, і при цьому  $K \in [K_{\min}, K_{\max}]$   $T \in [T_{\min}, T_{\max}]$   $\tau \in [\tau_{\min}, \tau_{\max}]$ .

Сімейство невизначеностей моделі для цього об'єкту показана на рис. 2.8.

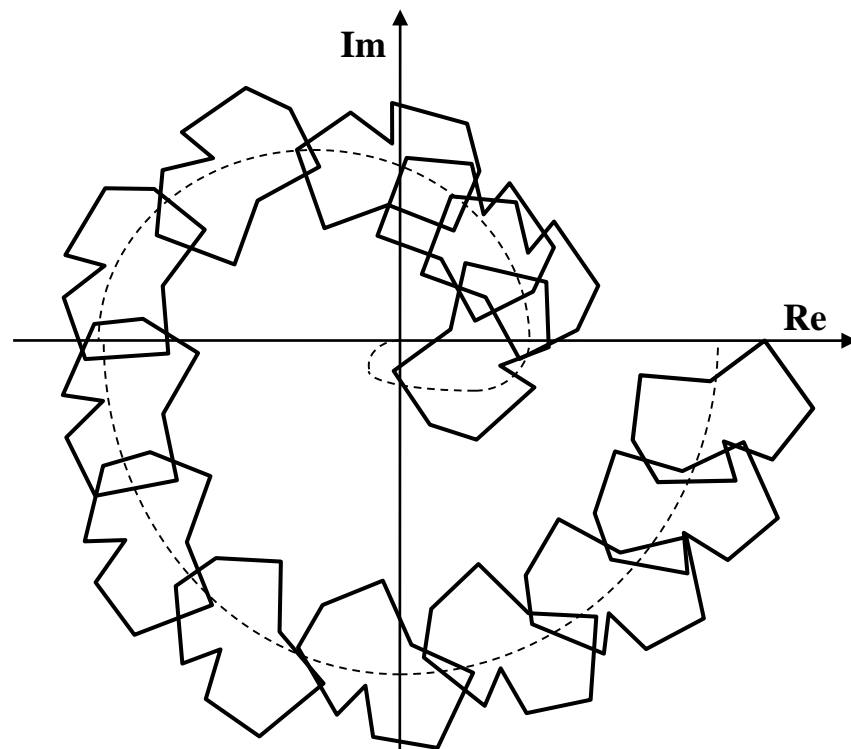


Рис. 2.8. Сімейство невизначеностей моделі для об'єкту першого порядку з запізненням

Методи проектування можна умовно розділити на два види:

1) Синтез, пов'язаний з робастністю, накладену на штатну систему. Регулятор розраховується для номінального об'єкта, а потім використовувати для реального об'єкта.

2) Синтез для невизначеної системи. Регулятор розроблюється на основі номінального об'єкта і пов'язаних з ним невизначеностей, а потім використовується для реального об'єкта.

В обох цих методах, потрібен номінальний об'єкт. В якості номінального об'єкту оберемо «центр» невизначеною об'єкту:

$$P^n(s) = \frac{K^n}{T^n s + 1} \exp(-s\tau^n),$$

$$\text{де } K^n = \frac{K_{\min} + K_{\max}}{2} \quad T^n = \frac{T_{\min} + T_{\max}}{2} \quad \tau^n = \frac{\tau_{\min} + \tau_{\max}}{2}.$$

Параметр невизначеності:

$$|\delta K| \leq \Delta K = |K_{\max} - K^n| < |K^n| \quad |\delta T| \leq \Delta T = |T_{\max} - T^n| < |T^n| \quad |\delta \tau| \leq \Delta \tau = |\tau_{\max} - \tau^n| < |\tau^n|.$$

Тоді сімейство моделей з невизначеностями можна записати у вигляді:

$$P(s) = \frac{(K + \delta K)}{(T + \delta T)s + 1} \exp[-s(\tau + \delta \tau)].$$

При збільшенні коефіцієнта передачі, час регулювання зменшується і збільшується динамічний викид. І навпаки, зі зменшенням коефіцієнта підсилення, час регулювання збільшується і викид зменшується або зникає.

З підвищенням постійної часу збільшується час регулювання, а динамічні процеси стають стійкішими. Якщо постійна часу зменшується – зменшується час регулювання, але вихід системи починає коливатися. Коли час запізнення збільшується – збільшується динамічний викид.

Можна зауважити, що коефіцієнт підсилення і час запізнення мають більший вплив на вихід замкнутої системи, ніж постійна часу. Коли стала часу зменшується, а коефіцієнт підсилення і часу запізнення збільшується, зміни виходу замкненої системи є найбільшим.

Перепишемо невизначеність моделі у вигляді

$$P(s) = \frac{K \exp(-s\tau)}{Ts + 1} [1 + \delta_m(s)],$$

де

$$\delta_m(s) = \frac{K + \delta K}{K} \frac{Ts + 1}{(T + \delta T)s + 1} e^{-s\delta\tau} - 1.$$

Нехай  $|\Delta_m(j\omega)|$  буде межа  $|\delta_m(j\omega)|$ , а саме  $|\delta_m(j\omega)| \leq |\Delta_m(j\omega)|$ .  $|\Delta_m(j\omega)|$  дорівнює радіусу найменшого кола, що містить кордон параметрів невизначеності.

Коли є одночасна невизначеність на коефіцієнт підсилення, постійну часу та час запізнення, виходять такі аналітичні вирази для профілю невизначеності:

$$|\Delta_m(j\omega)| = \begin{cases} \left| \frac{|K| + \Delta K}{|K|} \frac{jT\omega + 1}{j(T - \Delta T)\omega + 1} e^{j\Delta\tau\omega} - 1 \right|, & \omega < \omega^* \\ \left| \frac{|K| + \Delta K}{|K|} \frac{jT\omega + 1}{j(T - \Delta T)\omega + 1} \right| + 1, & \omega \geq \omega^* \end{cases},$$

де  $\omega^*$  визначається

$$\Delta\tau\omega^* + \arctan \frac{\Delta T\omega^*}{1 + T(T - \Delta T)\omega^{*2}} = \pi, \quad \frac{\pi}{2} \leq \Delta\tau\omega^* \leq \pi.$$

Зокрема, коли тільки коефіцієнт підсилення є невизначеним, тобто  $\Delta T = \Delta\tau = 0$ , вираз спрощується:

$$|\Delta_m(j\omega)| = \Delta K / |K|.$$

Коли тільки постійна часу є невизначеною, тобто  $\Delta K = \Delta\tau = 0$ , вираз спрощується до

$$|\Delta_m(j\omega)| = \left| \frac{jT\omega + 1}{j(T - \Delta T)\omega + 1} - 1 \right|.$$

Коли тільки час запізнення є невизначеним,  $\Delta T = \Delta K = 0$  і  $\omega = \pi / \Delta\tau$ . У цьому випадку,

$$|\Delta_m(j\omega)| = \begin{cases} |\exp(j\Delta\tau\omega) - 1|, & \omega < \pi/\Delta\tau \\ 2, & \omega \geq \pi/\Delta\tau \end{cases}.$$

Для всіх  $\delta K$ ,  $\delta T$  і  $\delta\tau$ ,  $|\Delta_m(j\omega)|$  має верхню межу, яка робить  $|\delta_m(j\omega)| \leq |\Delta_m(j\omega)|$ . Таким чином, максимальна відстань від точки  $(-1, j0)$  до  $\delta_m(s) + 1$  визначається як  $|\Delta_m(j\omega)|$ .

При  $|\delta K| \leq \Delta K$ ,  $|\delta T| \leq \Delta T$ ,  $|\delta\tau| \leq \Delta\tau$ , з частотою  $s = j\omega$ , всі можливі точки  $\delta_m(s) + 1$  знаходяться в певному регіоні. На основі геометричних побудов, можна довести, що точка  $\delta K = \Delta K$ ,  $\delta\tau = \Delta T$  і  $\delta T = \Delta\tau$  є однією з найдаальших від



$(-1, j0)$  для всіх  $\omega < \omega^*$ , де  $\omega^*$  – частота, при якій кут цієї точки дорівнює  $\pi$ . Крім того, результат для  $\omega \geq \omega^*$  можна отримати, використовуючи нерівність трикутника.

На практиці перевірка робастної якості систем з запізненням за допомогою необхідної і достатньої умови є незручною. І слід розглядати питання про внутрішню стійкість і якість, які будуть справедливими для гіршого випадку.

## **2.6. Принцип регулювання на базі внутрішньої моделі**

У випадку, коли є можливість точної ідентифікації об'єкта керування, то можна уникнути процедури складного налаштування системи керування, якщо використати регулятор з внутрішньою моделлю. Така ідея є відправною точкою для подальших розробок, які згодом стали називатися керуванням із внутрішньою моделлю або *IMC* (від англ. *Internal Model Control*), тому що модель об'єкта є явною внутрішньою частиною регулятора.

Принцип керування з використанням внутрішньої моделі базується на твердженні, що керування буде ефективним тоді, коли система в певній мірі включає в себе особливості об'єкта, яким керує. Тобто, якщо регулюючий блок включає в себе модель об'єкта, то теоретично можлива ідеальна якість керування (відсутність перерегулювання, коливальності процесу, мінімальний час регулювання).

Суть подібного підходу полягає в тому, що ідентифікація моделі об'єкта та введення її до складу регулятора приведе до високоякісної реакції на зміну завдання, при цьому якісно реагуючи на зовнішні збурення.

Розглянемо просте пояснення результату з точки зору структури ІМС, яка представлена на рис. 2.9.

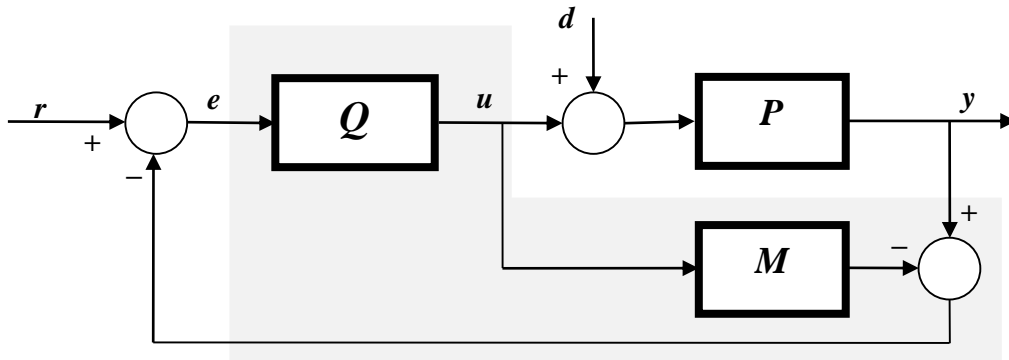


Рис. 2.9. Базова структура САК із *IMC*

На цій схемі використані такі позначення:

$P$  – об’єкт керування, параметри якого можуть змінюватися;  $M$  – модель об’єкта керування, яка залишається сталою;  $Q$  – стійкий ІМС-регулятор;  $r$  – сигнал завдання;  $d$  – збурення з боку регульовального органу;  $y$  – вихідний сигнал системи автоматичного керування.

За допомогою еквівалентних перетворень структуру на рис. 2.9 можна привести до класичного вигляду системи автоматичного керування, де  $C$  – регулятор зворотного зв’язку.

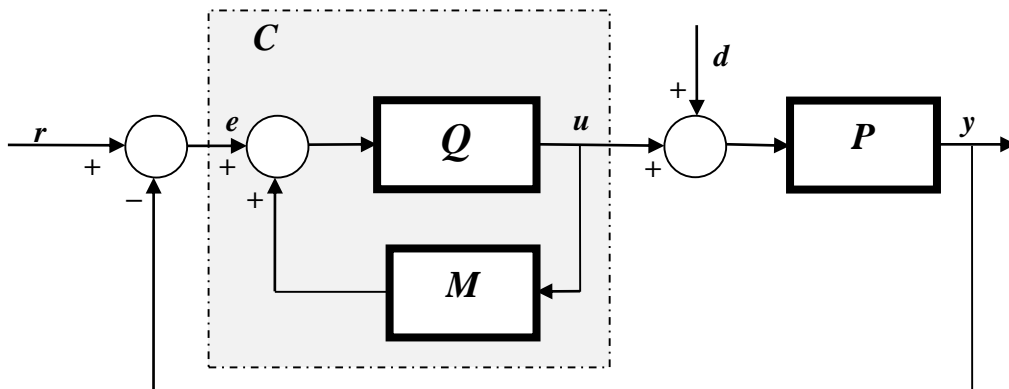


Рис. 2.10. Система із *IMC* регулятором приведена до класичного вигляду

Для системи керування зі зворотним зв’язком, згідно еквівалентному перетворенню може бути отримана нова конфігурація, представлена на рис. 2.11.

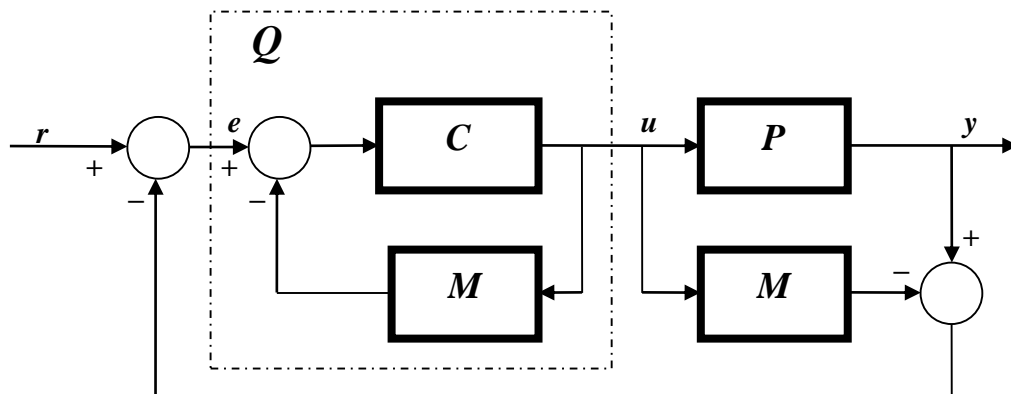


Рис. 2.11. Загальна структура системи з регулятором з внутрішньою моделлю

Структуру, що міститься в пунктирному полі, позначимо як  $Q(s)$ . Нова конфігурація і є так звана структура з внутрішньою моделлю керування.  $Q(s)$  називається регулятором *ІМС*. Якщо  $M(s)$  розглядається як еталонна модель, то така еталонна модель керування може бути вбудована в структуру регулятора. Припустимо, що модель є точною, тобто  $M(s) = P(s)$ . Рис. 2.9 показує, що стійкість замкнутої системи визначається тільки стійкістю  $Q(s)$ .

Більшість проблем синтезу може бути сформульована таким чином: дано об'єкт  $P(s)$ , синтезувати регулятор  $R(s)$  таким чином, щоб замкнена система була внутрішньо стійкою і вихід  $y(s)$  асимптотично наближався до завдання  $r(s)$ . Ця процедура значно ускладнюється, коли стійкість і якість розглядаються одночасно. З такою параметризацією, можна розглядати стійкість і якість окремо. Спочатку знайти всі стабілізуючі  $C(s)$  з точки зору стійкості передавальної функції  $Q(s)$ . Потім шукати оптимальні  $C(s)$  серед стійких регуляторів. Цей пошук набагато простіше.

Припустимо, що в замкненій системі керування об'єкт  $P(s)$  – з самовирівнюванням. Представимо  $Q(s)$ , яка позначається передавальною функцією від  $r(s)$  до  $u(s)$ :

$$Q(s) = \frac{R(s)}{1 + P(s)C(s)}.$$

Тоді передавальну функцію регулятора можна виразити як

$$C(s) = \frac{Q(s)}{1 - P(s)Q(s)}. \quad (2.8)$$

А матрицю  $H(s)$ , визначену у (2.4), перепишемо у вигляді

$$H(s) = \begin{bmatrix} P(s)Q(s) & [1 - P(s)Q(s)]P(s) \\ Q(s) & -P(s)Q(s) \end{bmatrix}.$$

Отже, при об'єкті з самовирівнюванням  $P(s)$ , система буде внутрішньо стійка тоді і тільки тоді, коли  $Q(s)$  є стійкою.

Таким чином, можна стверджувати, що для всіх об'єктів з самовирівнюванням  $P(s)$ , регулятор, введений до зворотного зв'язку, забезпечує стійкість тоді, коли він виражений як (2.8), де  $Q(s)$  є будь-якою стійкою передавальною функцією.

Вплив регулятора  $R(s)$  на функцію чутливості або додаткову функцію чутливості виявити складно. В той же час,  $Q(s)$  має лінійний зв'язок з функціями чутливості, що може значно спростити постановку завдання для оптимальних регуляторів. Адже підставивши (2.8) в (2.2) маємо

$$S(s) = \frac{1}{1 + P(s)C(s)} = 1 - P(s)Q(s),$$

$$T(s) = \frac{P(s)C(s)}{1 + P(s)C(s)} = P(s)Q(s).$$

Очевидно, що  $Q(s)$  повинна бути правильною, оскільки неправильна передавальна функція фізично не реалізовується.

Оптимальний регулятор  $Q_{opt}(s)$ , як правило, є неправильно визначеним дробом. Тому однією з основних функцій фільтра є завдання зробити  $Q_{opt}(s)$  правильним. При цьому, регулятор залишається оптимальним і після введення фільтра.

Звичайна структура фільтра складається з однієї або декількох ланок першого порядку. Для спрощення задачі синтезу, бажано, щоб фільтр мав якомога менше параметрів, в ідеалі – тільки один параметр. Як правило, фільтр з одним параметром виглядає наступним чином

$$F(s) = \frac{\beta_{m-1}s^{m-1} + \dots + \beta_1s + \beta_0}{(\lambda s + 1)^n},$$

де  $\lambda$  є часовою константою, параметр  $n$  повинен бути обраним таким, щоб зробити  $Q(s) = Q_{opt}(s)F(s)$  правильно визначеним дробом. Власне для стійкої моделі  $m$  дорівнює числу полюсів, а  $\beta_i$  ( $i = 0, 1, \dots, m-1$ ) вибрані так, щоб задовольнити вимогу асимптотичного стеження. Якщо модель є стійкою, то  $m = 1$  для ступінчатого входу. Коли  $\lim_{s \rightarrow 0} [1 - P(s)Q_{opt}(s)F(s)] = 0$ , то  $\beta_0 = 1$ .

Порядок однопараметрового фільтра може бути обраний довільно. Однак, чим вище порядок, тим складніший регулятор. З цієї причини, порядок фільтра слід вибирати якомога нижчим. Він повинен бути обраним таким чином, щоб  $Q(s)$  був правильним для строго правильного об'єкту, або степінь його знаменника був вищим на один, ніж степінь чисельника.

Найпростіший фільтр 1-го типу виглядає наступним чином:

$$F(s) = \frac{1}{(\lambda s + 1)^n}. \quad (2.9)$$

Система з таким фільтром гарно справляється з вхідним ступінчатим збуренням. Для лінійно наростаючого збурення слід використовувати фільтр 2-го типу:

$$F(s) = \frac{n\lambda s + 1}{(\lambda s + 1)^n}.$$

Коефіцієнт  $n$  обирається згідно нижче наведеної формули:

$$n = \begin{cases} \deg\{num(Q_{opt})\} - \deg\{denom(Q_{opt})\}, & \text{якщо } \deg\{num(Q_{opt})\} > \deg\{denom(Q_{opt})\} \\ 1, & \text{якщо } \deg\{num(Q_{opt})\} = \deg\{denom(Q_{opt})\} \end{cases}.$$

Таким чином, структура системи керування з реальним регулятором з внутрішньою моделлю виглядає:

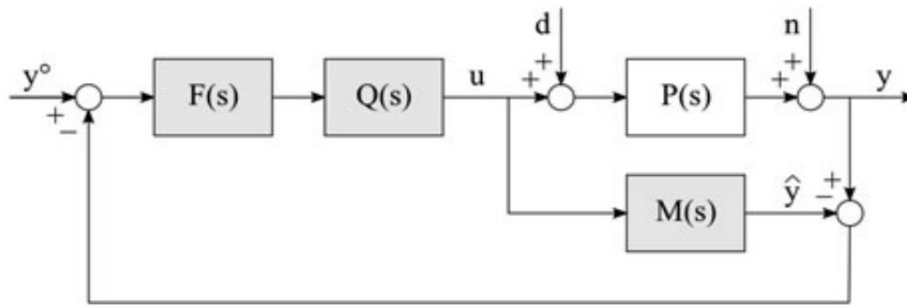


Рис. 2.12. Структура *ІМС*

Регулятор з внутрішньою моделлю був запропонований як альтернатива класичній структурі зі зворотним зв'язком. Головна перевага полягає у тому, що стійкість замкнутої системи досягається за рахунок вибору стійкого *ІМС*-регулятора. Крім того, показники якості перехідних процесів (наприклад, час регулювання) прямо залежать від параметрів контролера, що робить налаштування *ІМС*-регулятора дуже зручним.

## 2.7. Робастний регулятор з внутрішньою моделлю на базі $H_\infty$ -норми

Розглянемо випадок, коли об'єкт описується моделлю 1-го порядку з запізненням. Тоді його передавальна функція:

$$P(s) = \frac{K_o}{T_o s + 1} e^{-\tau s}.$$

Згідно з *ІМС*-теорією всі стійкі регулятори можуть бути виражені як

$$C(s) = \frac{Q(s)}{1 - P(s)Q(s)},$$

де  $Q(s)$  є стійкою передавальною функцією.

Візьмемо за критерій оптимальності  $H_\infty$ -норму, яка гарно описує реальні невизначеності у вигляді

$$\min \|V(s)S(s)\|_\infty,$$

де  $V(s)$  є деяка вагова функція.

Нехай на вхід подається стрибкоподібне збурення, яке є характерним для систем стабілізації, тобто систем, у яких регульована величина повинна

підтримуватись на заданому рівні. Тоді вагова функція може бути просто прийнята як  $V(s) = 1/s$ .

Основна ідея полягає в синтезі регулятора на основі наближеної моделі, а потім використання його для забезпечення потрібних показників якості функціонування системи з реальним об'єктом.

За допомогою апроксимації ланки запізнювання рядом Паде першого порядку  $e^{-\tau s} \approx (1 - \tau s/2)/(1 + \tau s/2)$  модель об'єкта може бути записана як

$$P(s) \approx K_o \frac{1 - \tau/2 s}{(T_o s + 1)(1 + \tau/2 s)}.$$

Розглянемо передавальну функцію від зовнішнього збурення до виходу системи. Для стійкості системи  $V(s)S(s)$  повинна не мати полюсів в правій напівплощині. Отже, маємо

$$\|V(s)S(s)\|_{\infty} = \|V(s)[1 - P(s)Q(s)]\|_{\infty} = \sup_{\text{Re } s > 0} |V(s)[1 - P(s)Q(s)]|.$$

$V(s)$  має нуль при  $s = 2/\tau$  у правій напівплощині, тобто  $s = 2/\tau \in \mathbb{C}$  її внутрішньою точкою. Відповідно

$$\sup_{\text{Re } s > 0} |V(s)[1 - P(s)Q(s)]| \geq |V(s)[1 - P(s)Q(s)]|_{s=2/\tau} = \frac{\tau}{2}. \quad (2.10)$$

Для вирішення цього рівняння, потрібно враховувати наступні обмеження:

1. Для того, щоб регулятор був фізично реалізованим,  $Q(s)$  повинна бути правильно визначеною.
2.  $Q(s)$  повинна бути внутрішньо стійкою.
3. Для того, щоб отримати кінцеву  $H_{\infty}$ -норму, а також для асимптотичної стійкості,  $Q(s)$  повинна задовольняти умові:

$$\lim_{s \rightarrow 0} S(s) = \lim_{s \rightarrow 0} [1 - P(s)Q(s)] = 0.$$

Одночасне врахування цих обмежень досить складне. Щоб отримати регулятор, який надає замкнутій системі заданих властивостей, слід, по-перше, ослабити вимоги правильності визначеності і знайти деяке оптимальне  $Q_{opt}(s)$ . Правильно визначена  $Q(s)$  може бути отримана шляхом фільтрації  $Q_{opt}(s)$  на

високих частотах. З (2.10) маємо, що мінімум  $\|V(s)S(s)\|_\infty \in \tau/2$ . Це дає наступне єдине оптимальне рішення:

$$Q_{opt}(s) = \frac{V(s) - \tau/2}{V(s)P(s)} = \frac{(T_o s + 1)(1 + \tau/2 s)}{K_o}.$$

$Q_{opt}(s)$  є неправильно визначеною, так як порядок чисельника більший за порядок знаменника, тому має бути введено фільтр нижніх частот. Виберемо наступний фільтр згідно (2.9):

$$F(s) = \frac{1}{(\lambda s + 1)^2},$$

де  $\lambda$  є додатнім дійсним числом. Фільтр не повинен порушувати обмеження асимптотичної стійкості:  $\lim_{s \rightarrow 0} [1 - P(s)Q_{opt}(s)F(s)] = 0$ .

Тоді субоптимальна  $Q(s)$ , яка фізично реалізується, має такий вигляд:

$$Q(s) = Q_{opt}(s)F(s) = \frac{(T_o s + 1)(1 + \tau/2 s)}{K_o (\lambda s + 1)^2}.$$

Тут  $\lambda$  є параметром, який тісно пов'язаний з критеріями якості. Невелике  $\lambda$  дає швидкий відгук, а збільшення  $\lambda$  уповільнює реакцію. Якщо  $\lambda \rightarrow 0$ , то  $\|W_v(s)S(s)\|_\infty$  як правило, оптимальна. Таким чином,  $\lambda$  може бути використана як показник ефективності або міра якості. Тоді регулятор, представлений як (2.8) визначається як

$$C(s) = \frac{Q(s)}{1 - P(s)Q(s)} = \frac{1}{K_o} \frac{(T_o s + 1)(1 + \tau/2 s)}{\lambda^2 s^2 + (2\lambda + \tau/2)s}. \quad (2.11)$$

Важливо, що регулятор має лише один регульований параметр ( $\lambda$ ), який також є єдиною часовою константою номінальної передавальної функції замкненої системи. Тут  $\lambda$  становить параметр, який тісно пов'язаний з критеріями якості. Збільшення  $\lambda$  призводить до покращення робастності, але погіршуються показники якості функціонування системи, передусім – швидкодія. Зменшення  $\lambda$ , навпаки, покращує показники якості, але погіршує робастність. Таким чином,  $\lambda$  виступає показником ефективності або мірою



якості. Цей параметр може бути використаний для процедури знаходження компромісу між якістю керування та робастною стійкістю замкненої системи.

Для полегшення практичної реалізації структуру синтезованого регулятора можна привести до вигляду стандартного ПІД-регулятора виду

$$W_p(s) = k_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{T_f s + 1} \right). \quad (2.12)$$

тоді його параметри визначатимуться як

$$T_f = \frac{\lambda^2}{2\lambda + \tau/2}; \quad T_i = \tau/2 + T_o - T_f; \quad T_d = \frac{\tau T_o}{2T_i} - T_f; \quad k_p = \frac{T_i}{K_o(2\lambda + \tau/2)}.$$

Таким чином, налаштування, отримані для  $H_\infty$ -ІМС-регулятора можна застосувати для будь-якої системи автоматичного регулювання, що має в собі ПІД-регулятор без зміни структури самої системи.

Також можна отримати структуру  $H_\infty$ -ІМС-регулятора для об'єкта, що описується моделлю другого порядку з запізненням. Скориставшись апроксимацією запізнення у вигляді ряду Тейлора 1-го порядку і застосувавши аналогічний алгоритм синтезу, отримуємо

$$C = \frac{1}{K_o} \frac{(T_2 s + 1)(T_1 s + 1)}{\lambda^2 s^2 + (2\lambda + \tau)s}. \quad (2.13)$$

Регулятор (2.13) може бути приведений до структури (2.12). Тоді його параметри визначатимуться як

$$T_f = \frac{\lambda^2}{2\lambda + \tau}; \quad T_i = T_1 - T_f; \quad T_d = \frac{\tau T_2}{T_i} - T_f; \quad k_p = \frac{T_i}{k_o(2\lambda + \tau)}.$$

Оскільки важливо не тільки забезпечити потрібну реакцію на збурення, а й одночасно досягти покращення якості перехідних процесів по каналу завдання-вихід, то доцільно використати систему керування з регулятором з внутрішньою моделлю та двома ступенями свободи, яка дасть змогу отримати незалежне забезпечення якості процесів по окремих каналах (завдання та збурення). У результаті синтезу такої системи за описаною вище методикою отримано два параметри налаштування:  $\lambda_d$  – для регулятора збурення і  $\lambda_r$  – для регулятора завдання.

Таблиця 2.1. Передавальні функції регулятора.

Тип регулятора Порядок моделі об'єкта	По завданню	По збуренню
1-й	$W_r = \frac{Q_r}{Q_d} = \frac{(\lambda_d s + 1)^2}{(\lambda_r s + 1)^2}$	$W_d = \frac{Q_d}{1 - Q_d W_o} = \frac{1}{K_o} \frac{(T_o s + 1) \left(1 + \frac{\tau}{2} s\right)}{\lambda_d^2 s^2 + \left(2\lambda_d + \frac{\tau}{2}\right) s}$
2-й	$W_r = \frac{(\lambda_d s + 1)^2}{(\lambda_r s + 1)^2}$	$W_d = \frac{1}{K_o} \frac{(T_2 s + 1)(T_1 s + 1)}{\lambda_d^2 s^2 + (2\lambda_d + \tau) s}$

Наближена модель не зовсім точно описує оригінальний об'єкт, тому є імовірність, що регулятор, який стабілізує наближену модель, не зможе стабілізувати реальний об'єкт. Використання міри якості уможлиблює вирішення виниклої проблеми. Для цього наближена модель розглядається як реальний об'єкт, а помилка апроксимації вважається невизначеністю. Наявність похибки наближення встановлює нижню межу  $\lambda_{гр}$ . Поки міра якості більша, ніж нижня межа, замкнута система стійка. У результаті проведених експериментальних досліджень встановлено значення  $\lambda_{гр}=0,1\tau$ .

Розроблена наступна методика налаштування робастного регулятора, щоб система мала значення обраного показника якості не гірше заданого при всіх невизначеностях об'єкта:

- 1) розробка регулятора для номінального об'єкта з заданим показником якості;
- 2) заміна номінального об'єкта на об'єкт з найгіршим поєднанням параметрів (тобто, коефіцієнту передачі об'єкта і часу запізнювання надаються їхні максимальні значення);
- 3) встановлення такої міри якості, для якої показник якості функціонування системи набуває гранично допустимого значення.

Отже, спроектувавши робастний регулятор (2.11) або (2.13), за допомогою процедури зміни  $\lambda$  можна досягти потрібної якості за прямим показниками якості

функціонування, поєднання яких дуже важливе і зрозуміле для інженерів-практиків.

### **Контрольні запитання та завдання до розділу 2**

1. Якими класичними показниками визначається робастність системи?
2. Які типи невизначеностей характерні при розгляді робастних систем?
3. Як за допомогою  $H_\infty$ -норми визначаються робастна стійкість і робастна якість?
4. Дайте визначення робастного регулятора з внутрішньою моделлю на базі  $H_\infty$ -норми.
5. Як здійснюється вибір фільтра низьких частот при синтезі регулятора з внутрішньою моделлю?
6. Як налаштування, що отримані для  $IMC$ -регулятора можна застосувати для системи з ПД-регулятором та об'єктом 1-го порядку?
7. Яка базова структура САК з  $IMC$ -регулятором та двома ступенями свободи?
8. Що є мірою якості системи з  $H_\infty$ - $IMC$ -регулятором?

## РОЗДІЛ 3. МЕТОД ДИНАМІЧНОЇ КОРЕКЦІЇ

### 3.1. Динамічний коректор для автоматичного регулятора

#### 3.1.1. Загальні положення

ПІД (ПІ)-закони формування керування, які увійшли в інструментарій спеціалістів з автоматизації більше 100 років тому, у даний час вважаються типовими алгоритмами регулювання. Тому їх реалізацію передбачають в усіх сучасних контролерах, які виконуються на мікроелектронній техніці. Причина такого «феномена» полягає в тому, що ПІ-алгоритм на першому етапі перехідного процесу вдало моделює дії оператора-технолога, який керує технологічним об'єктом вручну.

Дійсно, продиференціювавши ПІ-алгоритм

$$u(t) = K_n \left[ e(t) + \frac{1}{T_u} \int_0^t e(\tau) d\tau \right],$$

отримаємо таку форму його запису:

$$u'(t) = K_n \left[ e'(t) + \frac{1}{T_u} e(t) \right],$$

тобто швидкість зміни регульовального впливу пропорційна зваженій сумі відхилення та швидкості зміни відхилення регульовальної величини у той момент часу.

Приблизно так діє і оператор-технолог при ручному керуванні. При появі відхилення регульованої величини він починає переміщувати регульовальний орган з тим більшою швидкістю, чим більше швидкість наростання цього відхилення, зважаючи на те, що більша швидкість зміни регульованої величини свідчить про більше збурення, яке діє на об'єкт. Таким чином оператор діє відповідно до наявного збурення, намагаючись не допустити занадто великого відхилення регульованої величини. Після того, як відхилення регульованої величини сповільнює збільшення, а потім починає зменшуватись, оператор припиняє зміну регульовального впливу і деякий час «очікує». Він діє так, тому що регульована величина уже сповільнила зростання і починає наближатися до

заданого значення і тепер важливо своєчасно «загальмувати» рух виконавчого механізму, щоб регульовальна величина не відхилилася в протилежну сторону (або не відхилилася занадто сильно). Отже, ми бачимо, що керувальний вплив оператора-технолога наноситься в початковій фазі перехідного процесу з інтенсивністю, практично достатньою для повної компенсації наявного збурення. Цим досягається своєчасність та необхідна ефективність керування. Додаткова корекція регульованого параметра здійснюється при необхідності в кінці перехідного процесу. Таким чином правильним вибором величини та тривалості імпульсного керувального впливу можна досягнути бажаної форми перехідного процесу.

Розглянемо спочатку перехідні процеси при ручному керуванні регульовальним органом, вважаючи, що можна переміщувати регульовальний орган нескінченно швидко (рис. 3.1). За моментом виходу регульовальної змінної із зони нечутливості можна отримати приблизну оцінку величини затримки, по швидкості збільшення сигналу відхилення – оцінку вибору величини керувального впливу, а за моментом зниження швидкості збільшення помилки – оцінку тривалості керувального імпульсу.

Стандартні ПД (П)-регулятори не мають спеціальних пристроїв для формування такого характеру керувального впливу. Досягнути бажаного результату за рахунок «компромісних» параметрів налаштування ПД (П)-регулятора технічно є неможливим. У той час як досвідчений оператор-технолог, здійснюючи «розумні» і своєчасні дії при ручному керуванні, досягає мети, що полягає в зниженні динамічної помилки і часу перехідного процесу. Такий перехідний процес, отриманий при ручному керуванні, можна назвати оптимальним, оскільки він задовольняє основним вимогам, які висуваються до якості перехідних процесів.

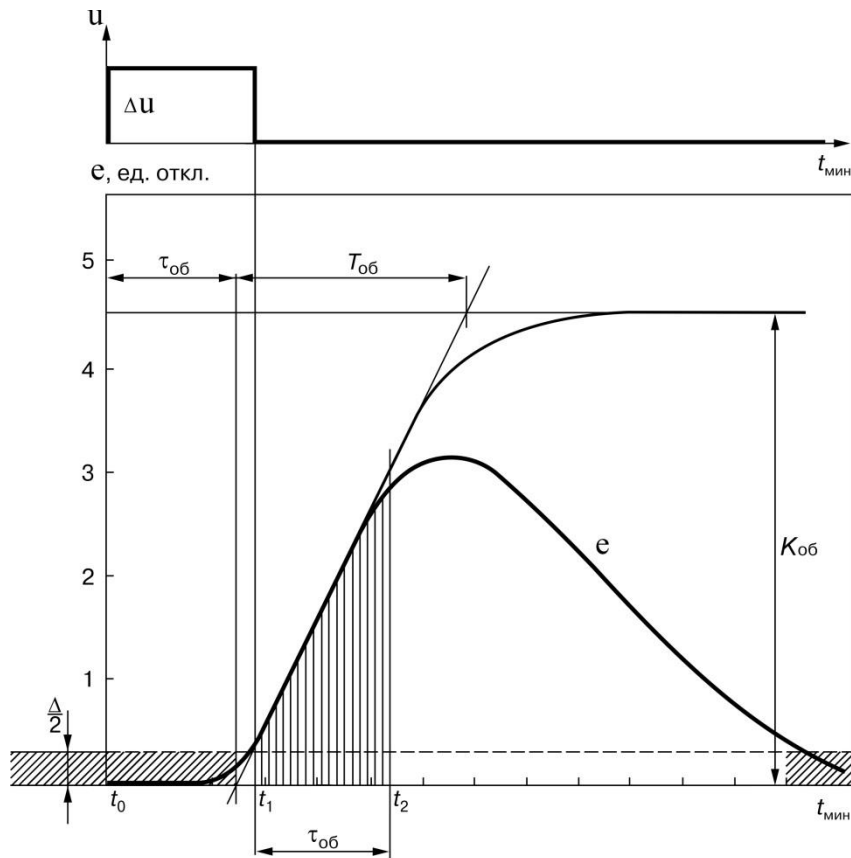


Рис. 3.1 Перехідні процеси при ручному керуванні регулювальним органом

Якщо розглядати спільно графіки відхилення регулювального параметра від заданого значення і керувального впливу як рух системи автоматичного керування «пересічною місцевістю», то звідси виникає необхідність формування як «форсованого», так і «гальмівного» впливу на виконавчі пристрої. У зростаючій гілці відхилення необхідно форсувати переміщення виконавчого механізму, у той час, як в спадаючій для плавного наближення до кінцевого стану – необхідний гальмівний ефект. У цьому плані режим керування виконавчим механізмом має багато спільного з режимом керування автомобілем на пересічній місцевості. Відмінність функціональних структур систем керування полягає в тому, що стандартний ПІ-регулятор має «жорстку» структуру, що забезпечує за рахунок П-, І-ланок лише форсований режим, і не має в структурі ланок, які забезпечують гальмівний ефект. Обидві компоненти діють лише в одну сторону, яка визначається знаком сигналу помилки, і гальмівний ефект може з'явитися лише від П-компоненти, коли сигнал помилки змінить знак. А це

занадто пізно, оскільки починається коливання в іншу сторону і процес не можна вважати оптимальним. Щодо Д-компоненти в ПІД-алгоритмі регулювання, яка збільшує керувальний вплив під час збільшення сигналу помилки і ослаблює його при зменшенні сигналу помилки (іншими словами пригальмовує), тобто нібито робить те, що потрібно для оптимізації керування, але на практиці ми зіштовхуємось зі складностями: в переважній більшості контурів регулювання ПІД-регулятор не застосовується через проблеми з завадами, а там, де застосовується, ефект через фільтри від неї є незначним. У практичних рекомендаціях щодо налаштування Д-компоненту визначають у межах 0,15-0,25 від І-компоненти. До того ж вона однаково буре участь у механізмах форсування і гальмування, а це різні процеси. Це, звичайно, обмежує гнучкість стандартних ПІД (ПІ)-регуляторів і знижує ефективність керування.

Переваги систем керування транспортними засобами, де є не лише орган прискорення, але і гальмування, очевидні. Із цієї точки зору системи ПІД (ПІ)-керування технологічними об'єктами випадають із об'єктивно наявної загальної стратегії формування оптимального керування нестационарним об'єктом. Вони недосконалі по суті, бо не мають достатньо гнучкої структури, яка відповідає поставленим задачам і вимогам, які висувуються. Структура ПІД (ПІ)-алгоритму керування мають обмежену ступінь свободи, що породжує відсутність гнучкості і «жорстку» залежність від параметрів налаштування системи. Це підтверджується і тим фактом, що продовжуються численні спроби пошуку ефективного оптимального рішення, пов'язаного з автоматизацією складних технологічних об'єктів.

При розв'язанні задачі синтезу систем оптимального керування необхідно розрізняти такі режими керувального впливу:

1. Ідеальне керування, що формує оптимальний перехідний процес, для якого характерні мінімальне динамічне відхилення параметра ( $e(t) \rightarrow e(t)_{\min}$ ) при обмеженій тривалості перехідного процесу ( $t_p \rightarrow t_p^{\min}$ ) або оптимальний зі швидкодії перехідний процес при обмеженому динамічному відхиленні. На

рис. 3.2 показано приклад, який характеризує перехідні процеси при ідеальному керуванні.

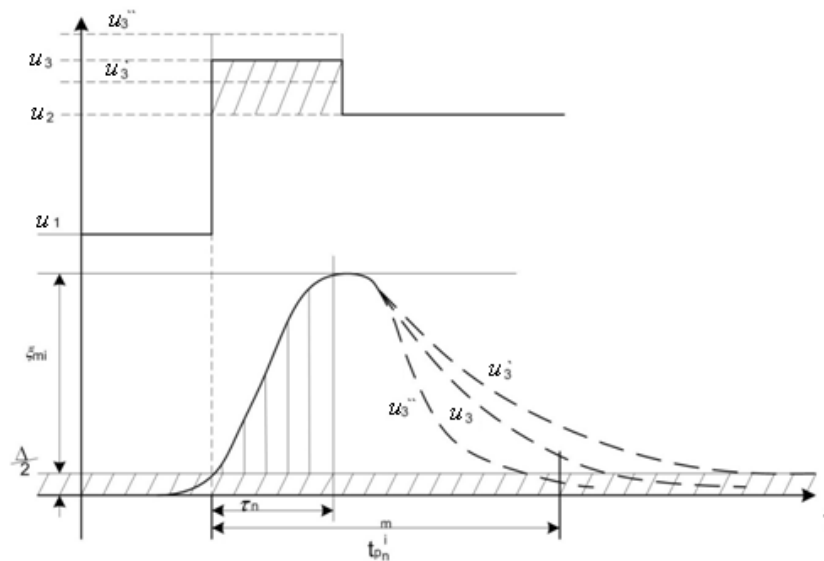


Рис. 3.2. Перехідні процеси в системі при ідеальному керуванні

Для ідеального керування характерна наявність певної величини надлишкового керувального впливу, що дорівнює:

$$\Delta u_{\text{пер}} = u_3 - u_2,$$

і забезпечує швидке зменшення динамічного відхилення  $e(t)$  і зменшення тривалості перехідного процесу. Кінцеве значення  $u_2$  визначається залежно від причини виникнення перехідного процесу статичною характеристикою об'єкта регулювання за каналом регулювальний вплив – вихідна величина або збурення-вихід. Допустима величина  $\Delta u_{\text{пер}}$ , від якої залежить швидкодія керування, в ідеалі має бути велика і диктується лише технологічними обмеженнями, які характерні для даного об'єкта.

Другою характеристикою ідеального керування є тривалість керувального імпульсу, яка визначається інерційними властивостями об'єкта регулювання. Ідеальне керування забезпечує гранично-досяжний на даному об'єкті перехідний процес.

2. Частинним випадком, так званим «консервативним» керуванням можна вважати перехідний процес, отриманий при  $\Delta u_{\text{пер}} = 0$ . Виконавчий механізм



переміщується без форсування із вихідного положення в необхідне (для компенсації збурення), аналогічно діям оператора-технолога при ручному керуванні. На рис. 3.3 показано приклад, який характеризує перехідні процеси при такому керуванні.

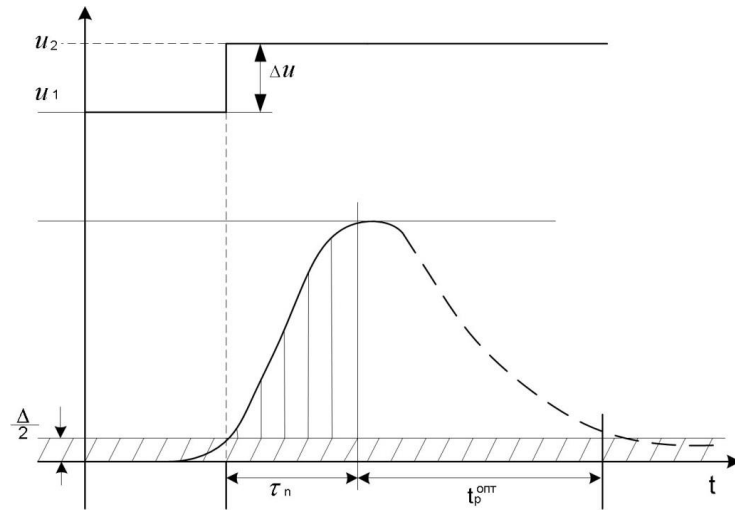


Рис. 3.3. Перехідні процеси в системі при «консервативному» керуванні

Керувальний вплив наноситься в початковій фазі перехідного процесу практично в об'ємі, достатньому для повної компенсації збурення, що викликало це відхилення. Додаткова корекція параметра відбувається з затримкою в кінці перехідного процесу, якщо виникає необхідність. Повернення параметра до заданого значення відбувається в сповільненому темпі порівняно з ідеальним перехідним процесом. Час регулювання при цьому також незначно збільшується.

Отриманий таким чином перехідний процес звичайно реалізує досвідчений оператор-технолог при ручному керуванні регульовальним органом.

3. Реальне керування формують стандартні промислові ПІД (ПІ)-регулятори, які забезпечують «пульсуючий» режим переміщення виконавчого механізму протягом усього часу перехідного процесу, який характеризується частими короткочасними включеннями регулятора. Середня швидкість його переміщення визначається відношенням тривалості включень і пауз і регулюється за допомогою механізму широтно-імпульсної модуляції.

Через небезпеку перерегулювання звичайно намагаються обирати тривалість включень мінімальною. А це знижує максимальну величину

середньої швидкості керувального впливу, що віддаляє реальне керування від ідеального і призводить до збільшення динамічної похибки, а також до затягування процесу регулювання.

Розглянемо причини обмеженості можливостей ПІ-алгоритма

$$u(t) = K_n e(t) + K_u \int_0^t e(\tau) d\tau + u_0,$$

$$\text{де } K_u = \frac{K_n}{T_u}.$$

У момент часу  $t = t_1$  до нанесення збурення маємо стан

$$y(t_1) = r, u(t) = u_0 \quad t \in [t_0, t_1],$$

$$u(t_1) = K_n \cdot 0 + K_u \int_0^{t_1} 0 \cdot d\tau + u_0 = u_0.$$

Після завершення процесу регулювання, незалежно від його тривалості, встановлюється стан

$$t = t_2, y(t_1) = r, u(t_2) = K_n \cdot 0 + K_u \int_0^{t_1} 0 \cdot d\tau + K_u \int_0^{t_2} e(\tau) \cdot d\tau + u_0.$$

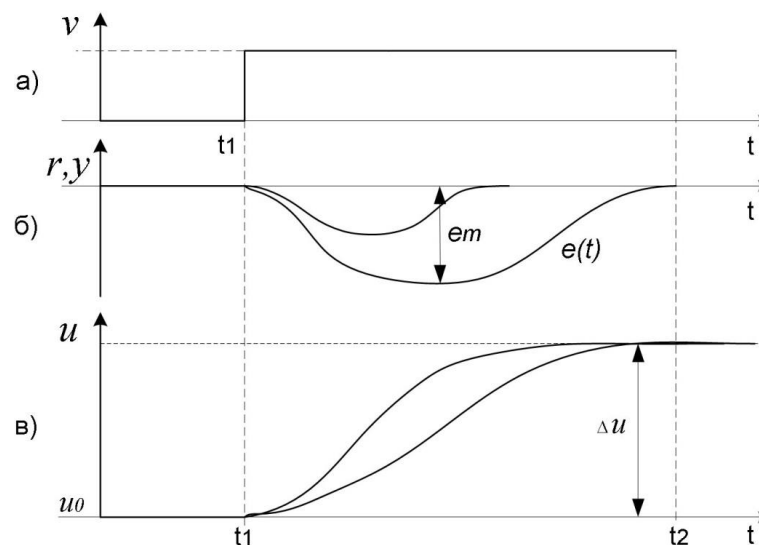


Рис. 3.4. Реакція системи керування на збурення

*a* – збурення, *б* – регульований сигнал, *в* – переміщення виконавчого механізму

Значення  $u(t_2)$  визначається співвідношенням характеристик об'єкта регулювання в каналах керування і збурення і значенням збурення  $v$

$$\Delta u = u(t_2) - u(t_1) = K_u \cdot \int_{t_1}^{t_2} e(\tau) d\tau = \frac{K_n}{T_u} \cdot S). \quad \text{Необхідне для компенсації збурення}$$

переміщення виконавчого механізму  $\Delta u$  визначається добутком  $\frac{K_n}{T_u}$  і  $S$  – площі під кривою сигналу помилки  $e(t)$ .

П- компонента забезпечує швидкодію реакції контролера і може запобігти збільшенню помилки  $e(t)$ , її роль важлива на початковій ділянці процесу регулювання. У той час як І-компонента забезпечує точність і плавність наближення регульованої величини до необхідного значення на кінцевій ділянці регулювання і для її роботи потрібен помітний час.

Із вищевказаного зрозуміло, що зміною налаштувань  $K_n$  і можна змінювати форму кривої, роблячи відхилення меншим за рахунок збільшення тривалості регулювання  $t_p = t_2 - t_1$  або навпаки. Але в будь-якому випадку значення інтегралу  $S$  не може бути меншим за деяку величину  $\Delta u / (K_n / T_u)$ , що є ніби «платою» за спрацювання зворотного зв'язку, якому для формування команди величиною  $\Delta u$  потрібно «побачити» відхилення  $e(t)$  і витратити час на інтегрування цього сигналу. Як відомо із теорії значення обмежене вимогою забезпечення запасу стійкості.

Спроба покращити якість перехідних процесів за рахунок збільшення будь-якої складової в ПІ-алгоритмі, розрахованим одним із оптимізаційних методів, неминуче призводить до зменшення запасу стійкості. Така взаємозалежність між якістю функціонування системи керування, тобто швидкодією і ефективністю її реакції на збурення, і її робастного синтезу називають «технічним протиріччям».

Подолати це протиріччя можна лише вийшовши за рамки ПІД (ПІ)-структури. Про малу практичну ефективність Д-компоненти було сказано раніше. У випадку, коли можна виміряти збурення  $v$ , інформація про нього може бути використана в прямому каналі керування і для забезпечення упереджувального відпрацювання частини збурення, як це робиться в каскадних і комбінованих системах керування.

Ефективним засобом покращення якості роботи систем регулювання та їх робастності може бути введення в структуру ПІ-регулятора додаткового елемента, який покращує його стабілізуючі можливості на кінцевій ділянці регулювання, тобто своєрідного «гальма». Це дозволяє застосувати на початковій ділянці більш форсований режим за рахунок збільшення  $i$ , відповідно, без зниження запасу стійкості досягнути відпрацювання більшої частини при меншому відхиленні. У результаті клерувальний вплив виходить більш близьким до ідеального, що здійснюється досвідченим оператором.

Тобто алгоритм оптимального керування виконавчим механізмом повинен включати в себе такі основні фази:

- ділянка розгону, тобто «форсованого» переміщення регульовального органа в початковій стадії перехідного процесу, незважаючи на повільне наростання відхилення регульованого параметра;
- ділянка інтенсивного гальмування регульовального органа, незважаючи на те, що починається швидка зміна відхилення параметра на висхідній і низхідній гілках перехідного процесу;
- ділянка корекції на завершальному етапі перехідного процесу, коли параметр повертається до заданого нормативного значення, але ще не досяг його.

При ручному керуванні виконавчим механізмом «паузу» забезпечує оператор-технолог. При автоматичному керуванні «пауза» в системі регулювання можлива при ненульових значеннях сигналу помилки лише при наявності у функціональній структурі регулятора спеціальних додаткових технічних пристроїв.

Підбиваючи підсумки розглядання різних режимів регулювання, можна стверджувати, що для кожного технологічно складного об'єкта автоматизації реально існує фізична можливість отримати бажаний гранично-досяжний оптимальний перехідний процес. Ця можливість існує як при ручному керуванні оператором-технологом, так і при автоматичному керуванні, якщо в системі використовують більш досконалі алгоритми керування, сформовані на основі нової, більш досконалої стратегії синтезу систем оптимального керування.

### 3.1.2. Вибір структури динамічного коректора

Для вирішення задачі збільшення ефективності САР інерційних контурів теплоенергетичного обладнання доцільно удосконалити структуру ПІ-алгоритма регулювання шляхом введення додаткових блоків для динамічної корекції властивостей системи. Варто зазначити, що найчастіше в промислових САР використовується послідовна корекція контурів регулювання. Коли говорять про паралельну корекцію, то мають на увазі локальні зворотні зв'язки (обох типів – жорсткі і гнучкі), які охоплюють деякі елементи або групу елементів, окрім основного контуру САР. Окрім цього, введення послідовної корекції малоефективно для об'єктів з великим запізненням.

Основним недоліком ПІ-алгоритма є неможливість забезпечення мінімального динамічного відхилення і максимальної ступені затухання перехідних процесів при одних і тих же налаштуваннях. Для усунення цього недоліку доцільно розділити у часі задачі компенсації відхилення і стабілізації. Це можна досягнути за рахунок паралельної корекції, яка містить елемент транспортного запізнення і вступає в дію з деякою затримкою у часі. Такий коректор повинен забезпечувати стабілізацію системи, збільшивши запас стійкості.

Для збільшення запасу стійкості системи регулювання на основі ПІ-регулятора в умовах нестабільності характеристик інерційних каналів котлоагрегатів ТЕС використовують двоканальний регулятор із динамічним коректором.

Керувальний вплив у ньому формується за допомогою двох паралельних каналів (рис. 3.5), один із яких є ПІ-регулятором із форсованою П-компонентою, а інший – інерційним коректором, сигнал якого віднімається від сигналу швидкодіючого каналу. ПІ-регулятор із динамічним коректором розв'язує задачу одночасного збільшення швидкодії і збереження стійкості системи регулювання, що неможливо реалізувати в стандартних схемах, де збільшення коефіцієнта підсилення призводить до зменшення запасу стійкості.

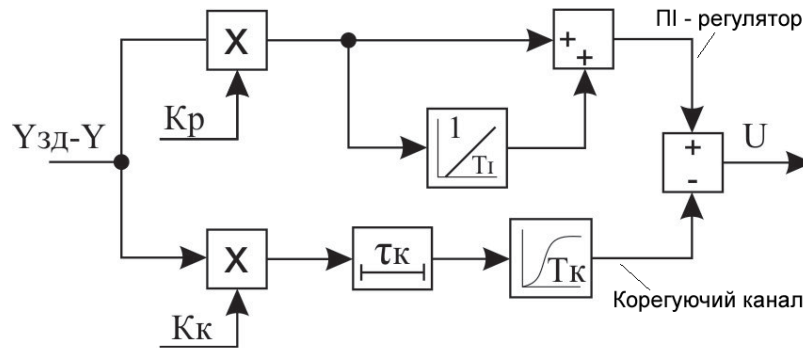


Рис. 3.5. Загальна структурна схема регулятора із коректором, де  $Y_{зд}$ ,  $Y$  – задане і поточне значення регульованої змінної;  $K_k$ ,  $\tau_k$ ,  $T_k$  – відповідно коефіцієнт підсилення, транспортне запізнення і стала часу коректувального каналу

Динамічна корекція забезпечує зміщення годографа АФЧХ системи регулювання від точки  $(-1; j0)$  на необхідну відстань, тим самим збільшуючи комплексний запас стійкості системи  $d$ .

Для аналізу динамічних властивостей системи регулювання в цілому, необхідно отримати рівняння розімкнутої системи, перемноживши передаточні функції моделі об'єкта і регулятора із коректором:

$$G_p(p) = (W_{\Pi}(p) - W_k(p)) \cdot W_{об}(p),$$

Передаточна функція замкнутої системи з одиничним від'ємним зворотнім зв'язком запишуться так:

$$G(p) = \frac{G_p(p)}{1 + G_p(p)},$$

Отримані вище передаточні функції розімкнутої і замкнутої систем керування використовують для аналітичних досліджень динамічних властивостей в частотній області.

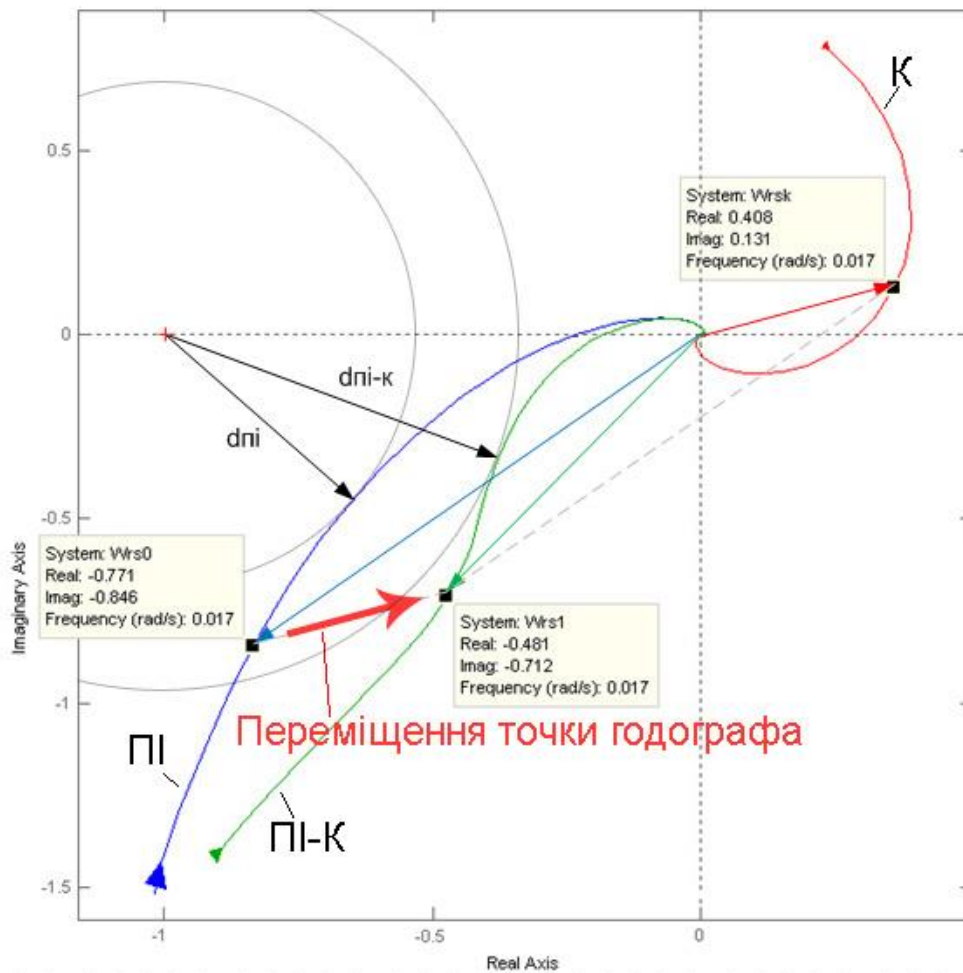


Рис. 3.6. Ілюстрація впливу коректора на годограф АФЧХ розімкнутої САР

За функціональними властивостями такий регулятор в певній мірі повторює дії оперативного персоналу, який керує процесом у ручному режимі. Тобто спочатку подається сильний керувальний вплив, а потім регульований параметр плавно підводиться до заданого значення. У сучасних мікропроцесорних контролерах реалізація запропонованої двоканальної структури алгоритму регулювання забезпечується програмним шляхом і може бути використана для малозатратної модернізації існуючих систем регулювання інерційними об'єктами, які побудовані на базі вільнопрограмованих контролерів (PLC).

### 3.1.3. Загальна модель для порівняння роботи регулятора з динамічним коректором і класичним ПІ-регулятором

Виконаємо порівняння роботи регулятора з коректором і штатного класичного ПІ-регулятора за допомогою схеми (рис. 3.7), в яку входять:

- 1) стандартний ПІ-регулятор;
- 2) ПІ-регулятор із коректором;
- 3) еквівалентний об'єкт регулювання другого порядку.

Під час дослідження параметри об'єкта в двох частинах моделі задані однаковими, а параметри ПІ-регулятора в двох варіантах регуляторів відрізняються (див. табл. 3.1, де позначення параметрів відповідають схемі динамічної моделі).

Прийнята схема ПІ-регулятора з залежними коефіцієнтами. Вхідний сигнал неузгодження  $x(p)$  спочатку додається до інтегрованого сигналу, а потім домножується на коефіцієнт підсилення  $K$  пропорційної ланки, щоб отримати вихідний сигнал  $y(p)$ :

$$W_{\text{ПІ}}(p) = \frac{K \cdot (T_i \cdot p + 1)}{T_i \cdot p},$$

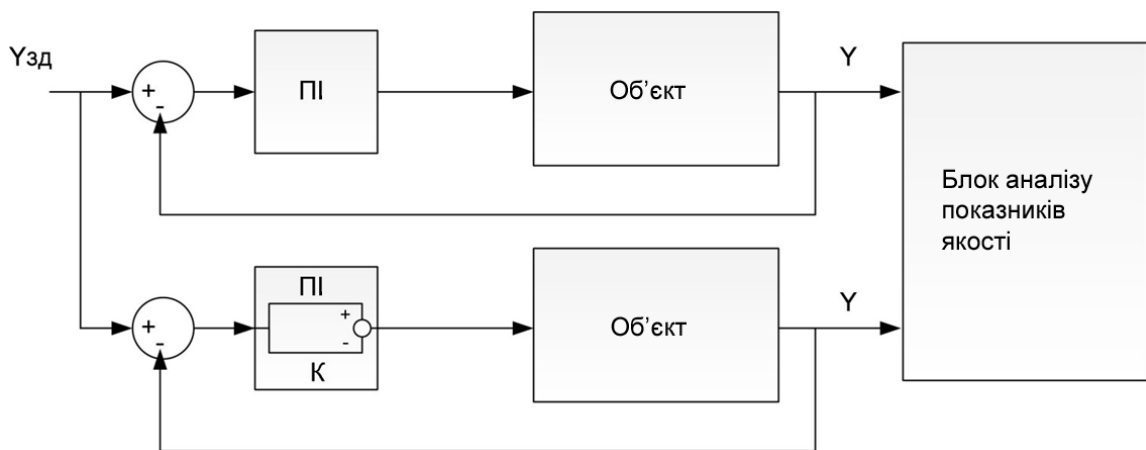


Рис. 3.7. Загальна модель для порівняння роботи САР:  
верхня половина – зі стандартним ПІ-регулятором;  
нижня половина – з ПІ-регулятором і коректором

У контурі регулятора з коректором перший канал є стандартним ПІ-регулятором, передаточна функція якого має вигляд:



$$W_{III}(p) = \frac{K_{III} \cdot (T_i \cdot p + 1)}{T_i \cdot p},$$

Паралельний канал коректора є інерційною ланкою другого порядку з пропорційною складовою. Передаточна функція коректора має такий вигляд:

$$W_k(p) = \frac{K_k}{T_k \cdot p + 1} \cdot e^{-p \cdot \tau_k},$$

Сигнал другого каналу регулятора є від'ємним для першого каналу з затримкою, що визначається заданням сталих часу  $T_1$ ,  $T_2$  аперіодичних ланок. Значення параметрів коректора визначаються таким чином, що коректувальні впливи діють на завершальній стадії перехідного процесу і одночасно забезпечують гарантовану стійкість всієї системи регулювання.

Початкові параметри регуляторів наведено в таблиці 3.1. Вони отримані шляхом оптимального параметричного синтезу з врахуванням обмежень по динамічному відхиленню і показнику коливальності для номінального режиму роботи об'єкта.

Швидкодія двоканального регулятора досягається збільшенням майже вдвічі коефіцієнта підсилення на першому каналі ПІ-регулятора (таблиця 3.1). Внаслідок цього зменшується динамічна похибка регулювання. При введенні коректора підсилення і час інтегрування можуть бути окремо або одночасно збільшені, що не може бути реалізовано в стандартній схемі ПІ-регулятора без суттєвого впливу на його стійкість та швидкодію.

Таблиця 3.1. Параметри ланок стандартного і нового регулятора з динамічним коректором

Пі-регулятор штатний	Пі-регулятор з коректором	Коректор
$K_{III} = 0,35$	$K_{III-K} = 0,6$	$K_K = K_{III-K} \times 0,5 = 0,3$
$T_{III} = 120$ с	$T_{III-K} = 118$ с	$T_K = 30$ с

#### 3.1.4. Оцінка стійкості системи

На стадії проектування регулятора важливо забезпечити не лише стійкість, а й деякий її запас, виражений в числовій формі, і необхідний для нормального

функціонування системи в реальних умовах. Чим більше відхилення параметрів очікується в процесі функціонування об'єкта з системою керування, тим більший запас необхідно забезпечити.

Якість палива, тобто зміна сортності вугілля, на українських ТЕС може призводити до значних відхилень робочих параметрів котлів ТПП-210А на енергоблоках потужністю 300 МВт. Зміна режимів навантаження відбивається на коефіцієнті підсилення об'єкта  $K_{об}$ , який враховано в передаточних функціях каналів температурного режиму пароводяного тракту. Зміна коефіцієнта  $K_{об}$  в діапазоні  $K_{об} = 2,5 \dots 4,6$  відповідають змінам навантаження від номінального 300 МВт до мінімального 225 МВт значення.

Запас стійкості оцінюють як ступінь віддаленості КЧХ від критичної точки  $[-1; j0]$ :

$$g_m = \frac{1}{|G(j\omega_0)|},$$

Іншими словами, запасом по підсиленню  $g_m$  є величина, на яку необхідно помножити передаточну функцію розімкнутої системи, щоб її модуль на частоті зсуву фаз  $180^\circ$  став рівним одиниці:  $G(\omega_{180}) = 1$ .

Аналогічно формулюється умова запасу стійкості по фазі: це мінімальна величина  $\varphi_m$ , на яку потрібно збільшити фазовий зсув в розімкнутій системі  $\arg G(j\omega)$ , щоб сумарний фазовий зсув досягнув  $180^\circ$ , тобто:

$$\varphi_m = 180^\circ + \arg G(j\omega_1),$$

де знак «+» перед  $\arg G(j\omega_1)$ , враховує від'ємне значення  $\arg G(j\omega_1) < 0$ .

Для оцінки запасу стійкості використовують також мінімальну відстань  $d$  від кривої годографа до точки  $[-1; j0]$ . Допустимими на практиці вважаються значення  $g_m = 2 \dots 5$ ,  $\varphi_m = 30^\circ \dots 60^\circ$ ,  $d = 0,5 \dots 0,8$ .

Оцінки стійкості можна також виконати за логарифмічними частотними характеристиками АЧХ і ФЧХ розімкнутих систем (рис.3.8). Для оцінки запасу по фазі спочатку по АЧХ знаходять частоту  $\omega_1$  («частота перетину» або «частотна одиничного підсилення»), для якої  $|arg G(j\omega_1)| = 1$ , потім по ФЧХ знаходять відповідний запас по фазі. Для оцінки запасу по підсиленню спочатку

по ФЧХ знаходять частоту  $\omega_{180}$ , на якій фазовий зсув дорівнює  $-180^\circ$ , потім по АЧХ знаходять запас по підсиленню. На рис.3.8 видно графічні оцінки запасу по фазі та підсиленню для систем. Числові значення запасів стійкості для обох схем керування наведено в таблиці 3.2. Обидві розглянуті системи є стійкими в робочому діапазоні частот при номінальному (300 МВт) та мінімальному (220 МВт) навантаженнях.

Система з ПІ-К регулятором має більший запас стійкості по амплітуді  $g_m$ , фазі  $\varphi_m$  і мінімальній відстані  $d$  від точки з координатами  $(-1; j0)$  до годографа Найквіста в комплексній площині.

Перевірка стійкості системи по АФЧХ в частотній області з параметрами із таблиці 3.2 показала, що введення контуру корекції збільшує запаси стійкості порівняно зі стандартним регулятором.

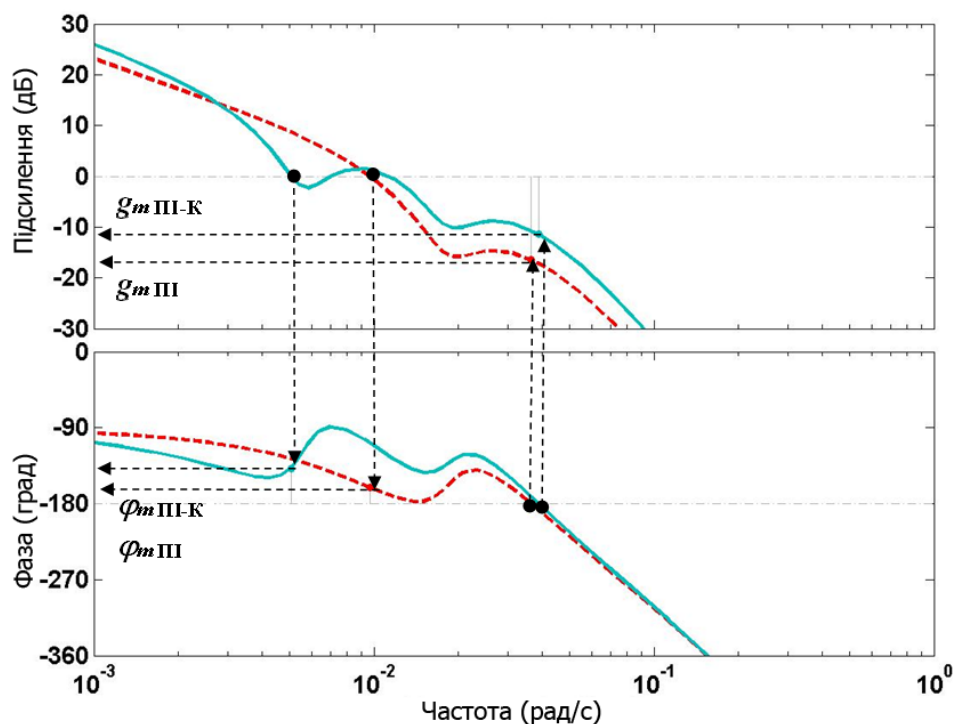


Рис. 3.8. Оцінка запасів стійкості по підсиленню  $g_m$  і фазі  $\varphi_m$  для двох систем (ПІ та ПІ-К)

Таблиця 3.2. Запаси стійкості розімкнутих систем зі стандартним ПІ-регулятором і ПІ-регулятором із коректором

Система	Запас по амплітуді, $g_m$	Запас по фазі, $\varphi_m$	Запас по відстані, $d$
	Номінальне навантаження ( $K_{об}=2,5$ )		
ПІ	2,45 ( $\omega_{180}=0,0211$ )	35,8821° ( $\omega_0=0,0100$ )	0,47 ( $\omega_{max}=0,0124$ )
ПІ-К	5,16 ( $\omega_{180}=0,0338$ )	39,8756° ( $\omega_0=0,0093$ )	0,64 ( $\omega_{max}=0,0107$ )
	Мінімальне навантаження ( $K_{об}=4,6$ )		
ПІ	1,66 ( $\omega_{180}=0,0211$ )	18,8646° ( $\omega_0=0,0147$ )	0,21 ( $\omega_{max}=0,0164$ )
ПІ-К	4,54 ( $\omega_{180}=0,0338$ )	42,8462° ( $\omega_0=0,0134$ )	0,5 ( $\omega_{max}=0,0273$ )
Норма	2...5	30...60	0,5...0,8

Примітка: одиниці вимірювання частоти  $\omega$  (рад/с)

### 3.1.5. Дослідження чутливості до зміни параметрів об'єкта

Передаточна функція реального котлоагрегата  $P(s)$  може змінюватися протягом функціонування на величину  $\Delta P(s)$ , наприклад, внаслідок зміни навантаження або поступово від старіння та зносу матеріалів, обладнання, появи люфту та ін. Правильно спроектована система автоматичного регулювання повинна зберігати свої показники якості не лише в ідеальних умовах, але і при наявності вищезазначених факторів.

Покажемо об'єкт  $P(s)$  і регулятор (контролер)  $K(s)$  у вигляді схеми, яка показана на рис. 3.9, де позначено сигнали:  $r$  – завдання,  $e$  – помилка керування,  $u$  – керування,  $d_i$ ,  $d$  – збурення,  $\eta$ ,  $y$  – вихідний і збурений сигнал об'єкта,  $n$  – шум вимірювання.

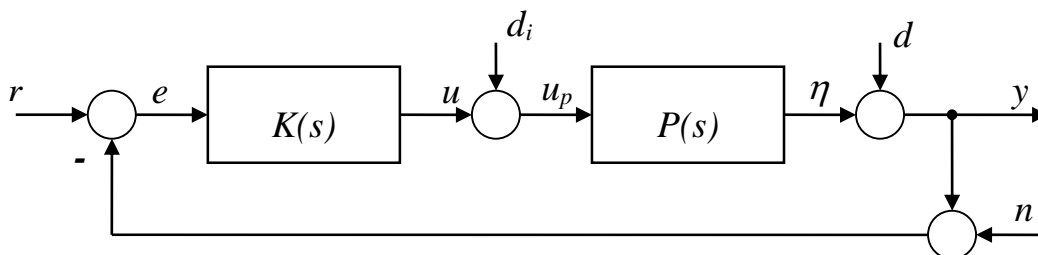


Рис. 3.9. Схема САР для визначення функцій чутливості

Для оцінки впливу відносної зміни передаточної функції об'єкта  $\Delta P/P$  на замкнуту систему  $G=PK/(1+PK)$ , знайдемо диференціал  $dG$ :

$$dG = \frac{d}{dP} \left( \frac{PK}{1+PK} \right) dP = \frac{K}{(1+PK)^2} dP = \frac{PK}{(1+PK)^2} \frac{dP}{P},$$

Поділивши обидві частини цього рівняння на  $G$  і підставивши в праву частину значення  $G=PK/(1+PK)$ , отримаємо:

$$\frac{dG}{G} = \frac{1}{(1+PK)} \frac{dP}{P} = S \frac{dP}{P},$$

Останнє співвідношення дозволяє інтерпретувати коефіцієнт  $S$  як показник впливу відносної зміни передаточної функції об'єкта на відносну зміну передаточної функції замкнутого контуру, тобто  $S$  є коефіцієнтом чутливості замкнутого контуру до зміни передаточної функції об'єкта. Оскільки коефіцієнт  $S=S(j\omega)$  залежить від частоти, його називають функцією чутливості. Із попередньої формули можна записати:

$$S_{(d \rightarrow y)} = \frac{1}{1+PK},$$

Astrom K.J. також вводить комплементарну (додаткову) функцію чутливості:

$$T_{(r \rightarrow y)} = \frac{PK}{1+PK},$$

яка названа так, тому що  $S+T=I$ .

Функція чутливості дозволяє оцінити зміну властивостей системи після замикання зворотного зв'язку. Оскільки передаточна функція розімкнутої системи дорівнює  $G_p=PK$ , а замкнутої –  $G=PK/(1+PK)$ , то їх відношення дорівнює  $G/G_p=S$ . Графіки амплітудних характеристик (модулів) функцій чутливості  $S$ ,  $T$  залежно від частоти вхідних сигналів  $d$ ,  $r$  показано на рис.3.10а, рис. 3.10б відповідно для системи керування з ПІ-регулятором і динамічним коректором.

Узагальнюючи такий підхід до оцінки зміни параметрів у системі керування, Astrom K.J. додає функцію чутливості до навантаження  $PS$  і завади

$KS$  (рис.3.10в, рис.3.10г), які разом з вище визначеними функціями чутливості  $S$  і  $T$  утворюють набір чотирьох функцій, названий «Gang Four»:

$$PS_{(d_i \rightarrow y)} = \frac{P}{1 + PK},$$

$$KS_{(n \rightarrow u)} = \frac{K}{1 + PK}.$$

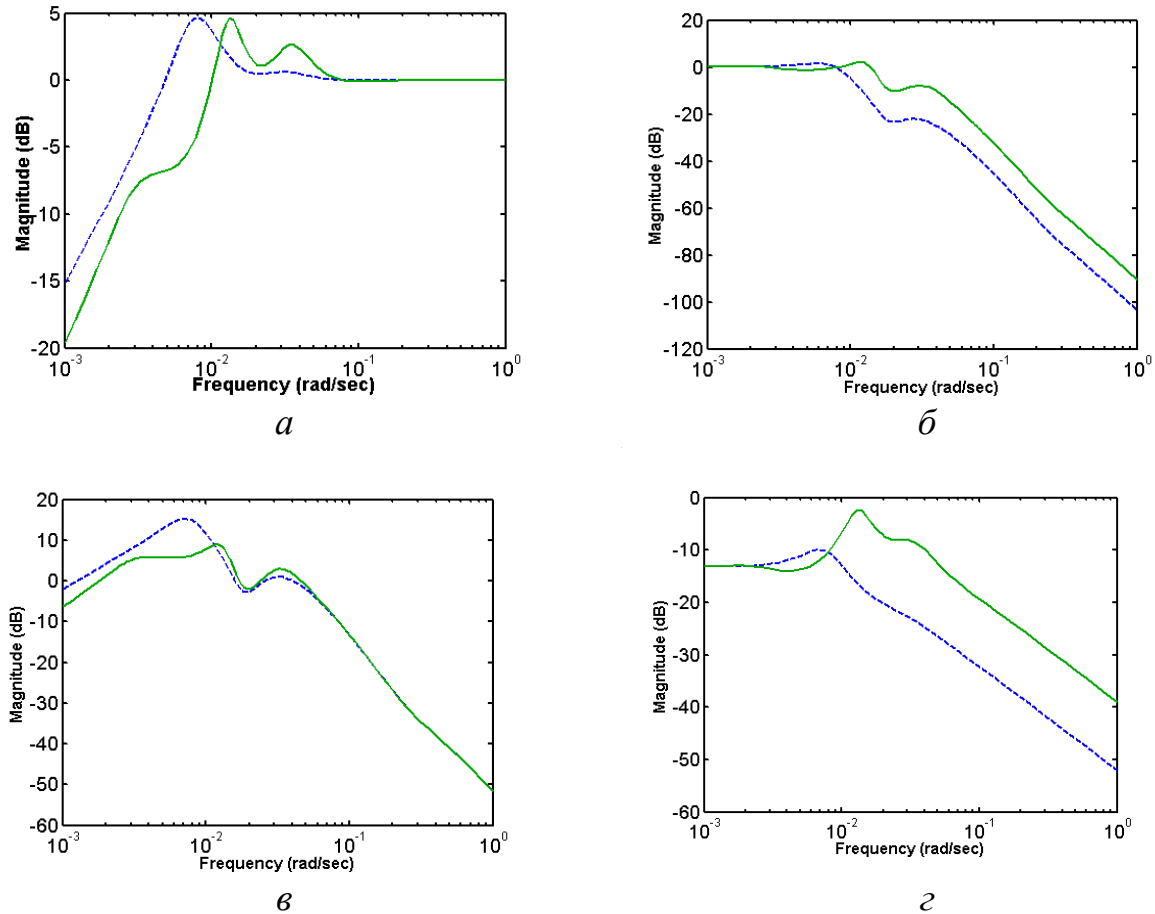


Рис. 3.10. Амплітудні характеристики функцій чутливості:

$a - S$ ,  $б - T$ ,  $в - PS$ ,  $г - KS$

За виглядом амплітудної характеристики функції чутливості  $|S(j\omega)|$  можна визначити, як зміниться реакція системи на зовнішні впливи різних частот  $\omega$  після замикання зворотного зв'язку.

Найгірший випадок буде спостерігатися на частоті максимуму  $M_S$  модуля функції чутливості (рис. 3.10а), коли зовнішні збурення будуть підсилюватися більше, ніж на інших частотах:

$$M_s = \max_{\omega} |S(j\omega)| = \max_{\omega} \left| \frac{1}{1 + G_p(j\omega)} \right|.$$

Максимум функції чутливості можна зв'язати із запасом стійкості  $d$ . Для цього зазначимо, що  $|1 + G_p(j\omega)|$  є відстанню від точки  $(-1; j0)$  до деякої точки на годографі функції  $G_p(j\omega)$ . Тому мінімальна відстань від точки  $(-1; j0)$  до функції  $G_p(j\omega)$  дорівнює:

$$S_m = \min_{\omega} |1 + G_p(j\omega)|.$$

Із попередніх рівнянь можна зробити висновок, що запас стійкості системи по відстані  $d$  є обернено пропорційним модулю максимуму функції чутливості  $S$ :  $d = 1/M_s$ .

Якщо зі збільшенням частоти модуль  $G_p(j\omega)$  зменшується, то  $1 - d \geq 1/g_m$ . Підставляючи сюди співвідношення  $d = 1/M_s$ , отримаємо оцінку запасу по підсиленню, виражену через максимум функції чутливості:

$$g_m \geq \frac{M_s}{M_s - 1}.$$

Аналогічно, але з більш грубими допущеннями, можна записати оцінку запасу по фазі через максимум функції чутливості:

$$\varphi_m \geq 2 \arcsin \left( \frac{1}{2M_s} \right).$$

Наприклад, при значенні максимуму модуля функції чутливості  $M_s = 2$ , отримаємо запас стійкості по амплітуді  $g_m \geq 2$  і по фазі  $\varphi_m \geq 29^\circ$ .

На рис. 3.11 показано функції чутливості  $S(p)$  стандартної і нової системи при зміні коефіцієнта підсилення об'єкта в режимі номінального ( $K_{06}=2,5$ ) і мінімального ( $K_{06}=4,6$ ) навантаження.

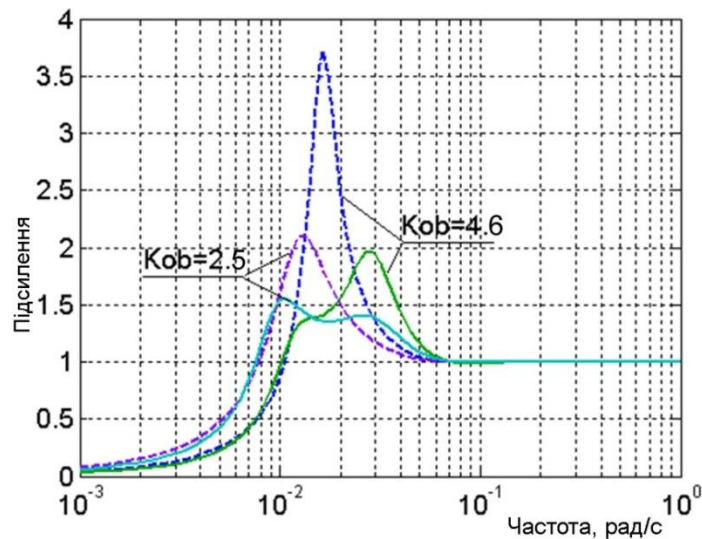


Рис.3.11. Функції чутливості  $S(p)$  стандартного регулятора (пунктир) і з динамічним коректором (суцільна лінія) в режимі номінального ( $K_{об}=2,5$ ) і мінімального ( $K_{об}=4,6$ ) навантаження

Аналізуючи графіки функції чутливості можна зробити висновок, що введення коректора в структуру регулятора зменшує загальний коефіцієнт підсилення системи в діапазоні робочих частот, що призводить до збільшення запасу стійкості.

## 3.2. Оптимізація параметрів динамічного коректора

### 3.2.1. Вибір критеріїв оптимізації

За своєю суттю процедура налаштування контуру динамічної корекції є задачею багатокритеріальної оптимізації, яка базується на спланованому експерименті та інженерній методиці.

Параметри, значення яких необхідно оптимізувати разом із діапазонами їх зміни і критеріями оптимізації наведено в таблиці 3.3.

Таблиця 3.3. Дані для оптимізації регулятора з динамічним коректором

1.	Перерегулювання (викид), %.	$\sigma$	—	< 20
2.	Час регулювання $T_p$ , с.	$t_p$	—	< 1000



Використання чисельних методів пошуку найкращих значень змінних параметрів оптимізації передбачає визначення їх нормованих значень. Перерахунок абсолютних у відносні значення здійснюється в діапазоні  $[0; 1]$ . За номінальні значення взято параметри ПІ-регулятора, який налаштовано на найкращі динамічні та інтегральні показники якості перехідного процесу. Параметри ПІ-регулятора, який працює з коректором, розраховуються, як пропорційні величини відносно стандартного ПІ-регулятора з нормованими коефіцієнтами. Відносні параметри коректора розраховуються як частина від коефіцієнта передачі ПІ-регулятора, а сталі часу задаються як пропорційні сталій часу об'єкта. Тому всі параметри оптимізації по суті є безрозмірними коефіцієнтами пропорційності. У процесі оптимізації на перехідну характеристику накладаються обмеження, приведені в таблиці 3.3.

Раніше було показано, що запас стійкості  $S_m$  – мінімальна відстань від годографа Найквіста розімкнутої системи до точки  $(-1; j0)$  дорівнює оберненому значенню максимуму модуля функції чутливості, тобто  $S_m = 1/M_s$ .

Тоді умови стійкості по амплітуді  $g_m$  і фазі  $\varphi_m$  можна виразити через  $S_m$  таким чином:

$$g_m \geq \frac{M_s}{M_s - 1}, \quad \text{або} \quad g_m \geq \frac{1}{1 - s_m},$$

$$\varphi_m \geq 2 \arcsin\left(\frac{1}{2M_s}\right), \quad \text{або} \quad \varphi_m \geq 2 \arcsin\left(\frac{s_m}{2}\right).$$

Затухання сигналу  $\psi$  залежать від величини максимуму АЧХ системи, а також пов'язано з запасами її стійкості. Тому можна оптимізувати по запасу стійкості  $S_m$ , а регламентні значення динамічного викиду сигналу  $\sigma$  і часу регулювання  $t_p$  задавати як обмеження.

Інтегральні критерії якості перехідного процесу мають деякі відмінності в оцінках від показників між собою. Якщо їх разом використовувати в процедурах оптимізації, то розв'язок може не існувати, оскільки мінімуми цих показників відповідають різним значенням параметрів оптимізації.

Значення показників якості перехідних процесів, в які множником входить час регулювання, суттєво відрізняються від тих показників, які розраховуються лише за значеннями модуля або ступені відхилення сигналу від завдання. Модульні показники не мають аналітичних виразів, тому їх можна досліджувати лише чисельними методами. Їх абсолютні значення значно відрізняються від квадратичних показників, в які не входять час перехідного процесу під інтегралом.

Варламов І.Г. порівняв чотири показники оптимізації налаштування стандартних ПІ-регуляторів: (1) СКВ – середньоквадратичне відхилення, (2) ІАЕ – інтегрально-модульний, (3) ІТАЕ – інтеграл добутку модуля на час, (4)  $T_{min}$  – мінімальний час регулювання. Для об'єкта першого порядку з запізненням, із параметрами  $K_{об}=1$ ,  $T_{об}=100$  с,  $\tau=30$  с отримано параметри налаштування, приведені в таблиці 3.4.

Таблиця 3.4. Параметри оптимального налаштування ПІ-регулятора різними методами

№	Критерій оптимізації	$K_p$	$T_i$ , с
1.	СКВ (середньоквадратичне відхилення)	3,74	93,64
2.	ІАЕ (інтегрально-модульний)	2,93	80,11
3.	ІТАЕ (інтеграл добутку модуля на час)	2,56	73,27
4.	Мінімальний час регулювання $T_{min}$	1,50	74,65

Порівняння якості перехідних процесів САР при основних впливах з використанням даних критеріїв, а також методів корекції показано в розділі 3.5.

### 3.2.2. Дослідження впливу параметрів на динаміку системи

Проведення одно факторного експерименту на нелінійній моделі пароводяного тракту котлоагрегата ТПП-210А енергоблока 300 МВт із врахуванням запізнень по регульовальному впливу дозволило побудувати графіки показників якості регулювання залежно від зміни параметрів об'єкта в різних режимах навантаження.

Для аналізу роботи САР при різних параметрах об'єкта і налаштуваннях регулятора було використано такі критерії: ISE – інтегральний квадратичний, IAE – інтегральний абсолютний, ITSE – інтегральний квадратичний із врахуванням часу, ITAE – інтегральний абсолютний із врахуванням часу, IE2T3 – інтегральний квадратичний із врахуванням часу в кубі,  $T_n$  – час наростання до завдання,  $T_{\max}$  – час досягнення сигналом максимального значення,  $T_p$  – час регулювання, PER – перерегулювання, DAMP – демпфування,  $G_m$  – запас стійкості по підсиленню,  $S_m$  – запас стійкості по відстані до точки  $(-1;j0)$ ,  $F_m$  – запас стійкості по фазі.

Серед частотних показників найбільш чутливим до зміни навантаження є запас по амплітуді, який монотонно зменшується разом із навантаженням (зі збільшенням  $K_{об}$  до 4,6). Інші показники мають слабку залежність від навантаження і в усьому діапазоні зміни  $K_{об}$  система залишається стійкою.

Залежності інтегральних і скалярних показників від коефіцієнта підсилення ПІ-регулятора паралельного коректора показані на рис.3.12. Динамічний викид має максимум у діапазоні 0,55-0,75, а найбільше демпфування спостерігається при значенні коефіцієнта підсилення 0,90. На цьому ж значенні ( $K_{П-К} = 0,90$ ) мінімізуються всі інтегральні та часові показники перехідного процесу.

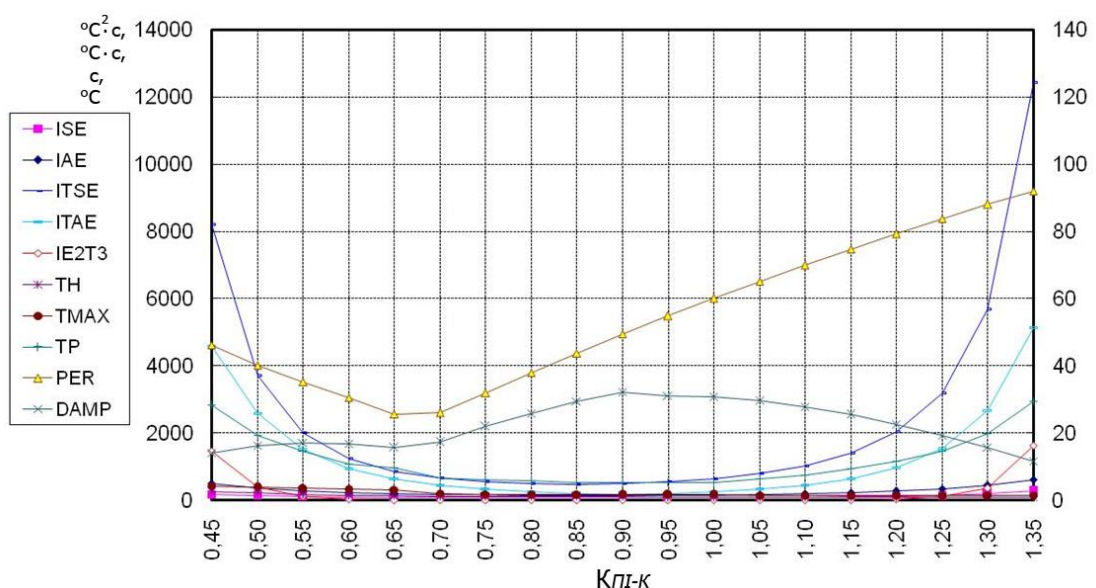


Рис. 3.12. Зміна інтегральних і скалярних показників залежно від  $K_{П-К}$

У межах діапазону  $0,65 < K_{П-К} < 0,9$  система втрачає стійкість. Менші значення призводять до підвищення від'ємного сигналу коректора над сигналом паралельного ПІ-регулятора, а більші значення викликають нестійкість самого ПІ-регулятора. Найбільший запас по фазі спостерігається при значеннях  $K_{П-К} = 0,80$ , а по модулю –  $0,65$ .

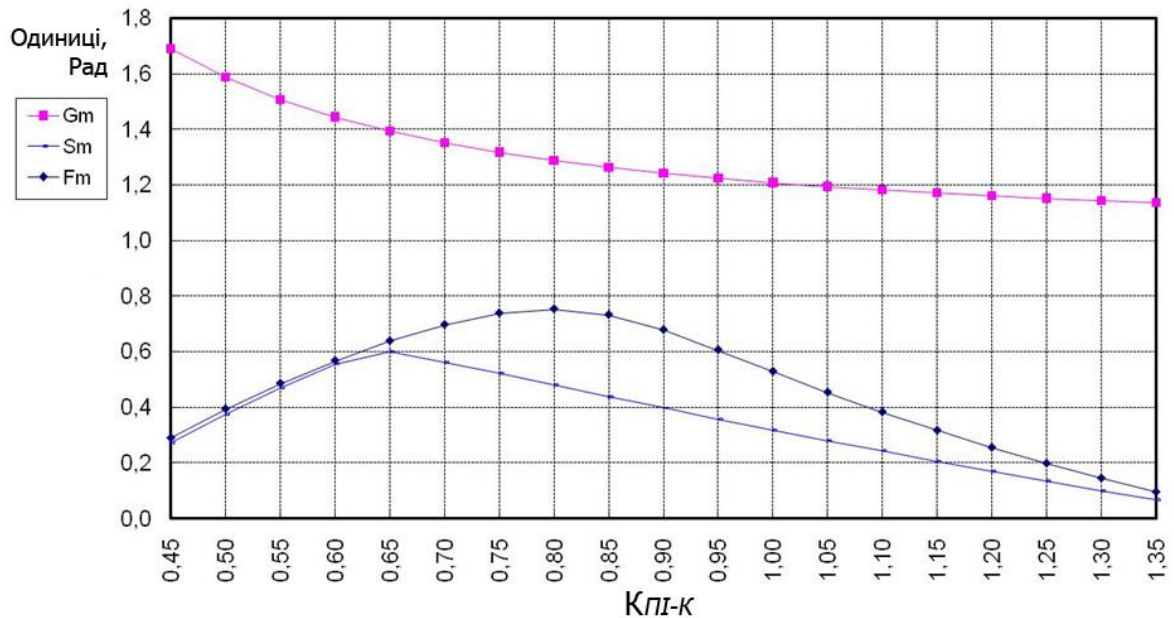


Рис. 3.13. Зміна частотних показників залежно від  $K_{П-К}$

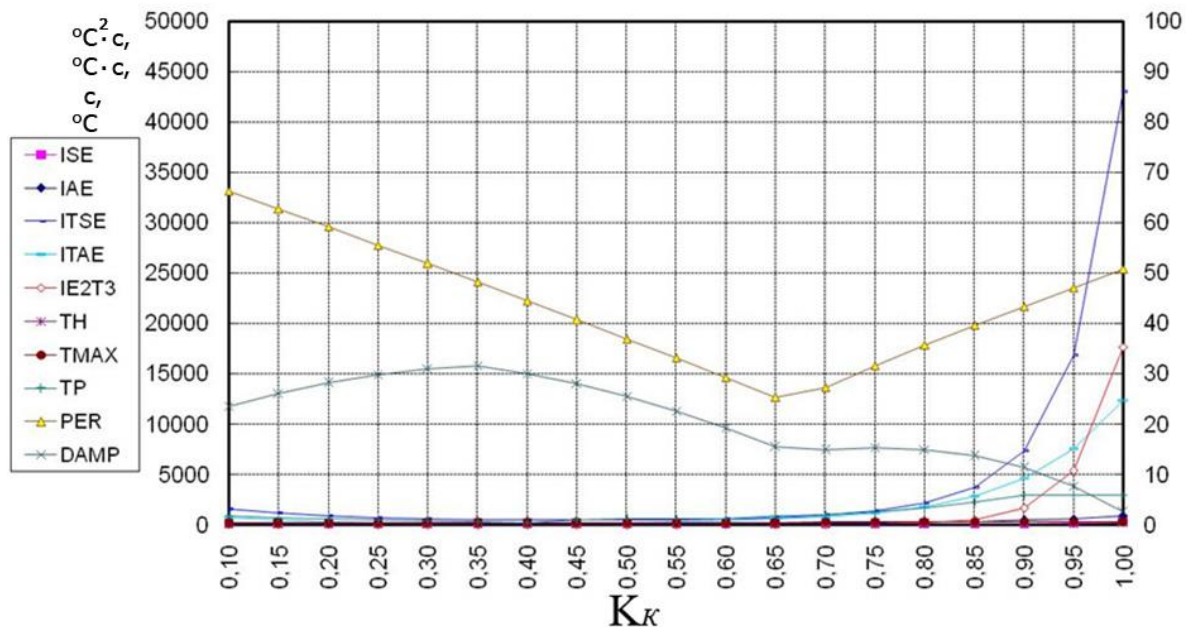


Рис. 3.14. Зміна інтегральних і скалярних показників залежно від підсилення коректора  $K_K$

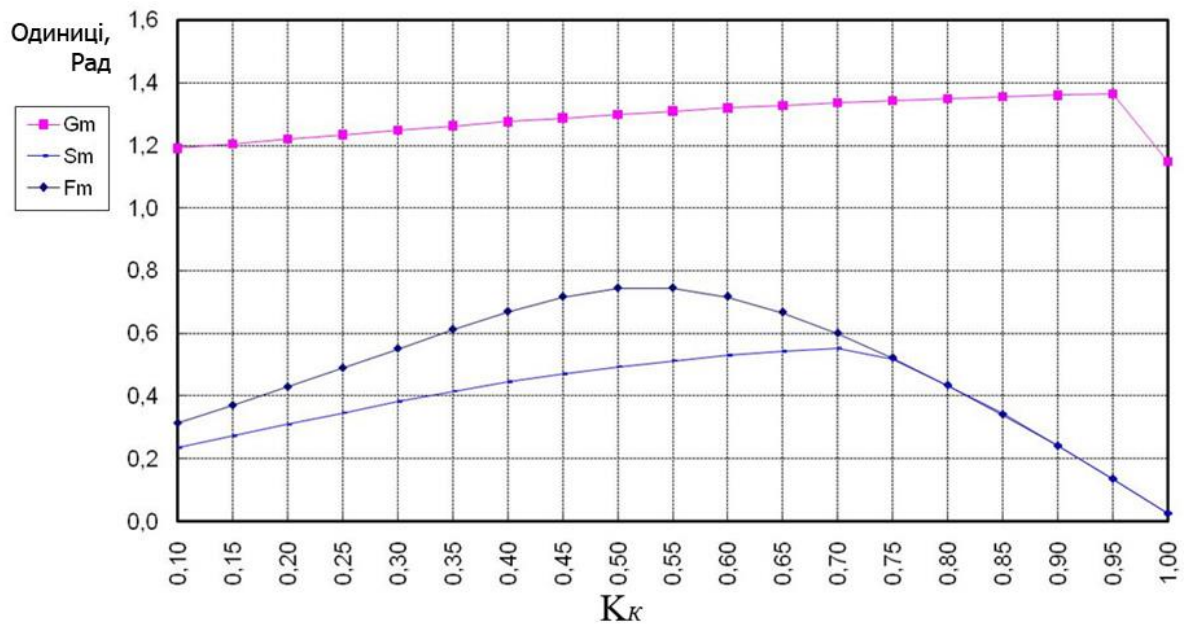


Рис. 3.15. Зміна частотних показників залежно від підсилення коректора  $K_k$

Залежності інтегральних і скалярних показників від двох сталих часу коректора  $\tau_k$ ,  $T_k$  схожі, тому їх зручно аналізувати разом.

На рис.3.16 інтегральні показники ITSE, ITAE і час регулювання мають чіткі мінімуми при значеннях  $\tau_k = 40$  с, що обумовлено максимумом демпфування при цьому значенні сталої часу. Динамічний викид мінімізується на значенні  $\tau_k = 20$  с.

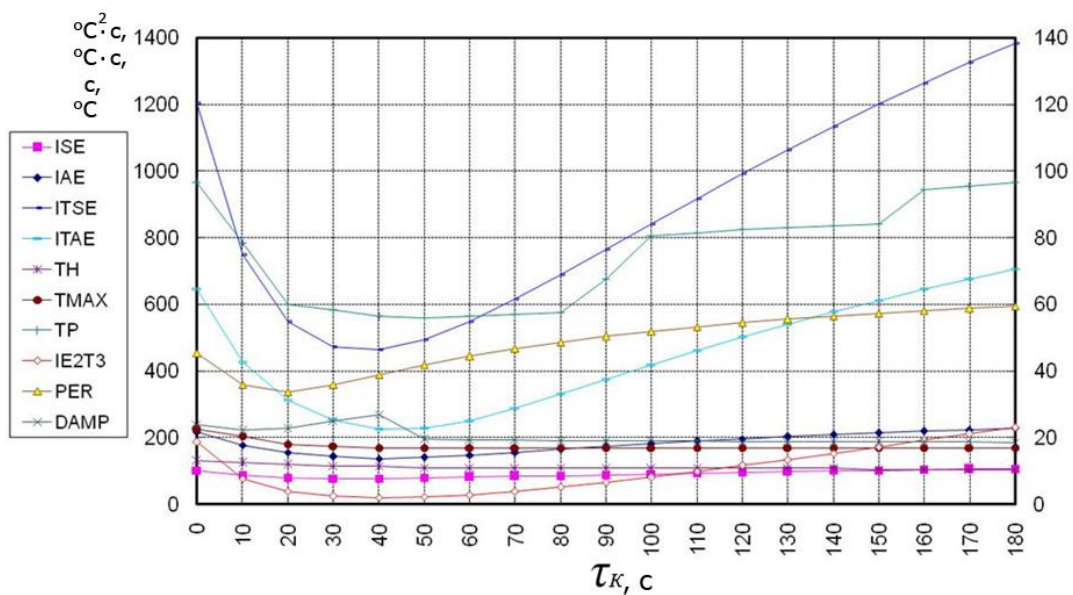


Рис. 3.16. Зміна інтегральних і скалярних показників залежно від сталої часу коректора  $\tau_k$



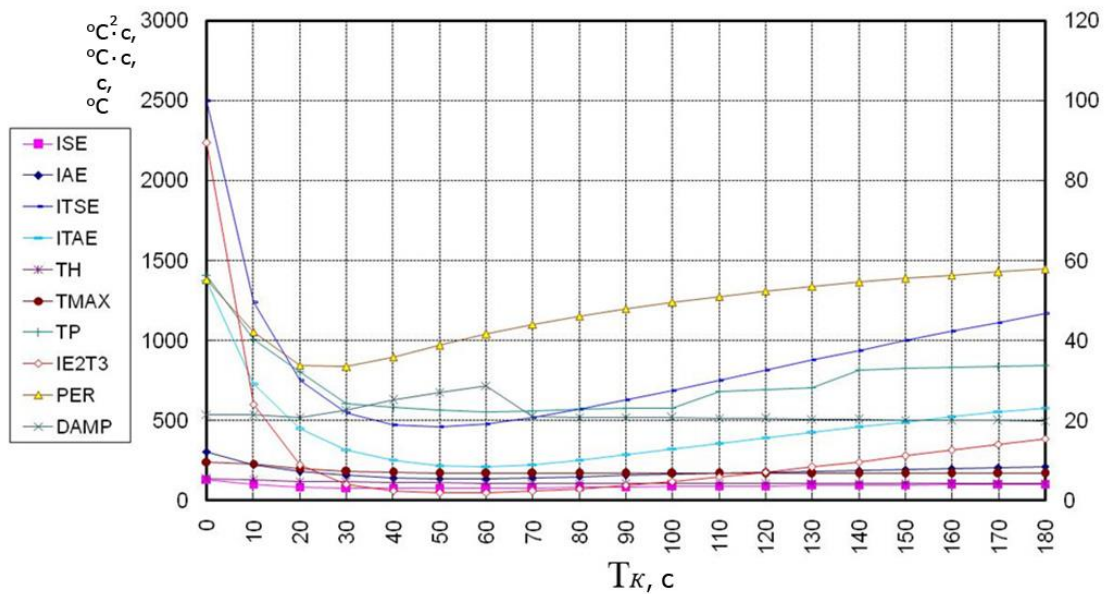


Рис. 3.17. Зміна інтегральних і скалярних показників залежно від сталої часу коректора  $T_K$

Узагальнюючи проведені модельні експерименти на моделі об'єкта і ПІ-регулятора з динамічним коректором, можна сформулювати такі висновки:

1. Для САР температурного режиму пароводяного тракту, що досліджується, усі інтегральні показники мають плавний мінімум у діапазоні зміни підсилення  $K_{П-К} = 0,45-0,75$  ПІ-К регулятора. Мінімальний динамічний викид (25,6 %) спостерігається на значенні  $K_{П-К} = 0,65-0,70$ , що корелюється з максимумом запасу стійкості  $d$ , а максимум демпфування на значенні  $K_{П-К} = 0,90$ , що більше корелюється з максимумом запасу по фазі  $\varphi_m$ ;
2. Збільшення сталої часу інтегрування ПІ-К регулятора має смисл у межах 20 %, коли досягається максимум демпфування і починається більш повільний спад інтегральних показників. До цього значення вони різко зменшуються.
3. Найбільш вигідним значенням підсилення коректора є  $K_K = 0,65-0,75$ , коли динамічний викид має чіткий мінімум (25,4 %), демпфування ще достатньо велике, а інтегральні показники починають зростати лише за межами цього діапазону (у сторону збільшення). Це значення корелюється з максимумом по фазовому запасу стійкості.

4. Стала часу коректора має схожий вплив на загальну картину показників якості перехідного процесу. Усі інтегральні показники і час регулювання мінімізуються в районі  $\tau_K = 20$  с,  $T_K = 30$  с, що співпадає з максимумом демпфування. Ці значення корелюються з максимумами запасів по фазі відповідно для графіків зміни кожної сталої часу.
5. Використання складних алгоритмів пошуку оптимумів для налаштування ПІ-регулятора з коректором є важким для практичного застосування.

### 3.3. Аналітична методика налаштування контуру динамічної корекції

Для регулятора з динамічним коректором (рис.3.18) використана аналітична методика налаштування параметрів динамічного коректора системи регулювання подачі палива котлоагрегата ТПП-210А енергоблока 300 МВт.

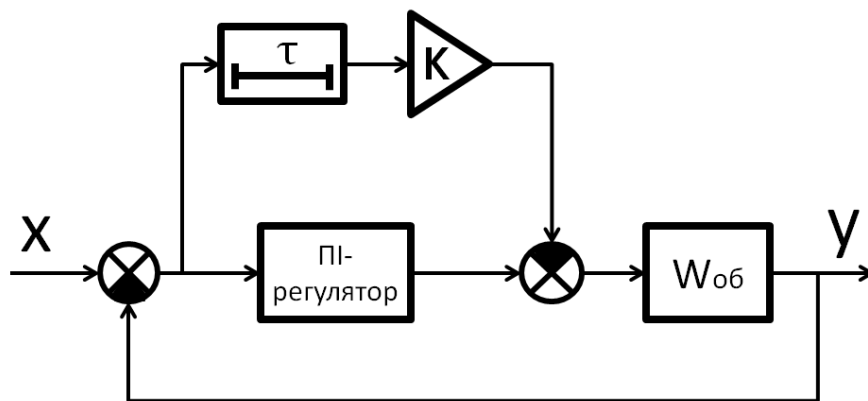


Рис. 3.18. Схема регулятора з динамічним коректором

Розглянемо розімкнуту систему:

$$W_{PC}(p) = (W_P(p) - W_K(p)) \cdot W_{OB}(p), \quad (3.1)$$

де  $W_P(p)$  – передаточна функція регулятора;

$W_K(p)$  – передаточна функція коректора ( $W_K(p) = K \cdot e^{-tp}$ );

$W_{OB}(p)$  – передаточна функція об'єкта керування.

Запишемо (3.1) у вигляді:

$$W_{PC}(p) = W_P(p) \cdot W_{OB}(p) - W_K(p) \cdot W_{OB}(p),$$

Виходячи із цієї рівності можна стверджувати, що АФЧХ розімкнутої системи є векторною сумою АФЧХ добутку  $W_P \cdot W_{OB}$  і АФЧХ добутку  $W_K \cdot W_{OB}$ .

При відсутності передаточної функції коректора  $W_K$  в системі керування передаточна функція системи буде мати вигляд:

$$W_{PC}(p) = W_P(p) \cdot W_{OB}(p),$$

тобто вона рівна першому доданку попередньої формули.

Якщо вважати, що  $W_P$  і  $W_{OB}$  відомі та їх параметри незмінні, тоді АФЧХ добутку  $W_K \cdot W_{OB}$  є коректувальною АФЧХ для АФЧХ добутку  $W_P \cdot W_{OB}$ .

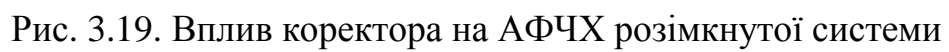
Розглянемо вплив коректувальної АФЧХ для АФЧХ добутку  $W_P \cdot W_{OB}$ . Як видно на рис.3.19, АФЧХ добутку  $W_K \cdot W_{OB}$  зміщує АФЧХ РС вбік від точки  $(-1; j0)$ , тим самим збільшуючи запас стійкості системи по підсиленню та чутливості.

Критерієм для запропонованого метода налаштування коректора є радіус кола з центром у точці  $(-1; j0)$ . Якщо АФЧХ РС потрапляє в коло заданого радіуса, тобто наближається до точки  $(-1; j0)$  більше, ніж ми цього хочемо, то необхідно підібрати такі налаштування коректора, щоб зсунути АФЧХ РС на допустиму відстань, при цьому не зменшуючи коефіцієнт підсилення регулятора.

Розглянемо за рахунок чого коректувальна АФЧХ зміщує АФЧХ розімкнутої системи.

На деякій частоті  $\omega_n$  годограф коректувальної АФЧХ (CD) знаходиться у II-й чверті, а годограф АФЧХ РС (DA) – у III-й (див. рис.3.20). Різницею векторів DA і CD є вектор CA, який в свою чергу є годографом АФЧХ РС із коректором. Параметр коректора  $\tau$  визначає швидкість обертання годографа CD, тобто фактично відповідає за своєчасне суміщення коректувальної АФЧХ і АФЧХ РС. Параметр коректора  $K$  визначає модуль коректувальної АФЧХ.





Далі виведемо формулу для параметра запізнення  $\tau$ . Передаточна функція коректора має вигляд:

$$W_K = K \cdot e^{-\tau p}, \quad (3.2)$$

але коректувальна АФЧХ формується з добутку двох функцій:

$$W_{КОРЕК} = W_K \cdot W_{ОБ}, \quad (3.3)$$

тому фактично коректором є  $W_{КОРЕК}$ .

Підставимо формулу (3.2) у (3.3):

$$W_{КОРЕК}(p) = W_{ОБ}(s) K \cdot e^{-\tau p}.$$

Перейдемо з часової області в частотну:  $p \rightarrow j\omega$ .

$$W_{КОРЕК}(j\omega) = W_{ОБ}(j\omega) K \cdot e^{-\tau j\omega}.$$

Виділимо дійсну та уявну частину  $W_{КОРЕК}(j\omega)$ :

$$\begin{aligned} W_{КОРЕК}(j\omega) &= K \cdot (Re_{ОБ}(\omega) + j \cdot Im_{ОБ}(\omega)) \cdot (\cos(\tau\omega) - j \sin(\tau\omega)) = \\ &= K \cdot (Re_{ОБ}(\omega) \cdot \cos(\tau\omega) + Im_{ОБ}(\omega) \cdot \sin(\tau\omega)) + \\ &+ j \cdot K \cdot (Im_{ОБ}(\omega) \cdot \cos(\tau\omega) - Re_{ОБ}(\omega) \cdot \sin(\tau\omega)). \end{aligned} \quad (3.4)$$

Згідно з рис.3.21  $tg\alpha$  для II-ї чверті дорівнює:

$$tg\alpha = \frac{Im(W_{КОРЕК}(j\omega))}{-Re(W_{КОРЕК}(j\omega))}, \quad (3.5)$$

Підставимо (3.4) у (3.5):

$$tg\alpha = \frac{-Im_{ОБ}(\omega) \cos(\tau\omega) + Re_{ОБ}(\omega) \sin(\tau\omega)}{Re_{ОБ}(\omega) \cos(\tau\omega) + Im_{ОБ}(\omega) \sin(\tau\omega)},$$

Запишемо попередню функцію у вигляді:

$$\cos(\tau\omega)(tg\alpha Re_{ОБ}(\omega) + Im_{ОБ}(\omega)) = \sin(\tau\omega)(Re_{ОБ}(\omega) - tg\alpha Im_{ОБ}(\omega)),$$

звідки маємо:

$$\begin{aligned} tg(\tau\omega) &= \frac{tg\alpha Re_{ОБ}(\omega) + Im_{ОБ}(\omega)}{Re_{ОБ}(\omega) - tg\alpha Im_{ОБ}(\omega)}, \\ \tau &= \frac{1}{\omega} \arctg \left( \frac{tg\alpha Re_{ОБ}(\omega) + Im_{ОБ}(\omega)}{Re_{ОБ}(\omega) - tg\alpha Im_{ОБ}(\omega)} \right) + \frac{\pi}{\omega} n. \end{aligned} \quad (3.6)$$

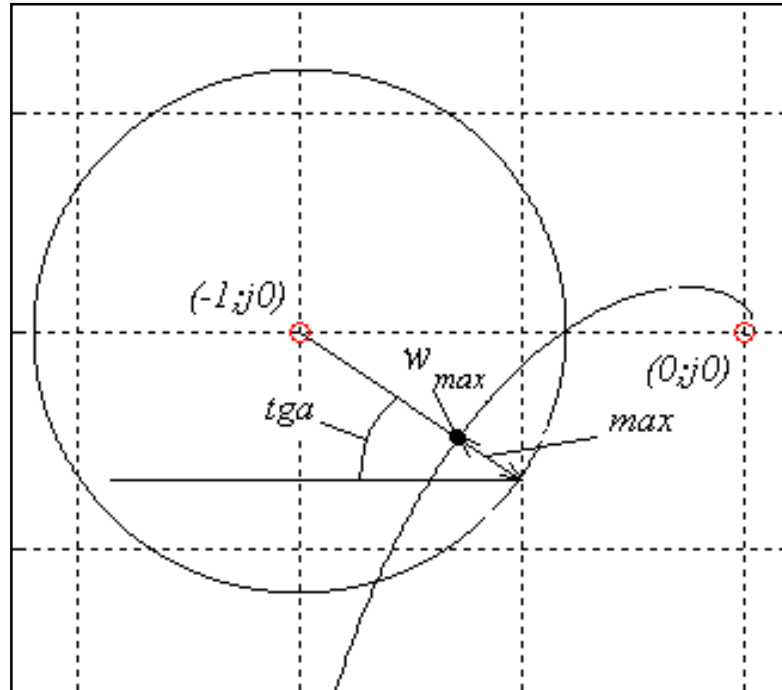


Рис. 3.21. Пояснення вибору  $tg\alpha\omega$  для розрахунку  $\tau$

Далі виводимо формулу для параметра  $K$ . Змістимо початок годографа АФЧХ з коректором з точки  $(0; j0)$  в точку  $(-1; j0)$  і отриману передаточну функцію як  $\eta$ :

$$\eta = 1 + W_P W_{OB} - W_K W_{OB},$$

$$\eta = 1 + W_P W_{OB} - W_{OB} \cdot K \cdot e^{-\tau p}, \quad (3.7)$$

Позначимо:

$$W^* = 1 + W_P W_{OB}, \quad (3.8)$$

$$\hat{W} = W_{OB} \cdot e^{-\tau p}. \quad (3.9)$$

Підставимо (3.8), (3.9) у (3.7):

$$\eta(p) = W^*(p) - \hat{W}(p) \cdot K.$$

Перейдемо із часової області в частотну:  $p \rightarrow j\omega$ .

$$\eta(j\omega) = W^*(j\omega) - \hat{W}(j\omega) \cdot K.$$

Виділимо дійсну та уявну частини  $\eta(j\omega)$ :

$$\eta(j\omega) = \overset{*}{\text{Re}}(\omega) - K \cdot \overset{\wedge}{\text{Re}}(\omega) + j \left( \overset{*}{\text{Im}}(\omega) - K \cdot \overset{\wedge}{\text{Im}}(\omega) \right). \quad (3.10)$$

де  $\eta(j\omega) \rightarrow \eta$  – це те значення радіуса кола, яке ми задаємо,  $\eta$  – скалярна величина,  $\eta \in (0;1)$ .

Піднесемо (3.10) у квадрат:

$$\begin{aligned} \eta^2 &= \overset{*2}{\text{Re}}(\omega) + K^2 \cdot \overset{\wedge2}{\text{Re}}(\omega) - 2 \cdot K \cdot \overset{*}{\text{Re}}(\omega) \cdot \overset{\wedge}{\text{Re}}(\omega) + \overset{*2}{\text{Im}}(\omega) + K^2 \cdot \overset{\wedge2}{\text{Im}}(\omega) - 2 \cdot K \cdot \overset{*}{\text{Im}}(\omega) \cdot \overset{\wedge}{\text{Im}}(\omega) = \\ &= \overset{*2}{A}(\omega) + K^2 \cdot \overset{\wedge2}{A}(\omega) - 2 \cdot K \cdot (\overset{*}{\text{Re}}(\omega) \cdot \overset{\wedge}{\text{Re}}(\omega) + \overset{*}{\text{Im}}(\omega) \cdot \overset{\wedge}{\text{Im}}(\omega)). \end{aligned}$$

Маємо квадратне рівняння:

$$K^2 \cdot \left[ \overset{\wedge2}{A}(\omega) \right] - 2 \cdot K \cdot \left[ \overset{*}{\text{Re}}(\omega) \cdot \overset{\wedge}{\text{Re}}(\omega) + \overset{*}{\text{Im}}(\omega) \cdot \overset{\wedge}{\text{Im}}(\omega) \right] + \left[ \overset{*2}{A}(\omega) - \eta^2 \right] = 0.$$

Розв'язок цього рівняння має вигляд:

$$\begin{aligned} K &= \frac{\overset{*}{\text{Re}}(\omega) \overset{\wedge}{\text{Re}}(\omega) + \overset{*}{\text{Im}}(\omega) \overset{\wedge}{\text{Im}}(\omega)}{\overset{\wedge2}{A}(\omega)} \pm \\ &\pm \frac{\sqrt{\left[ \overset{*}{\text{Re}}(\omega) \overset{\wedge}{\text{Re}}(\omega) + \overset{*}{\text{Im}}(\omega) \overset{\wedge}{\text{Im}}(\omega) \right]^2 - \left[ \overset{\wedge2}{A}(\omega) \right] \cdot \left[ \overset{*2}{A}(\omega) - \eta^2 \right]}}{\overset{\wedge2}{A}(\omega)}. \end{aligned} \quad (3.11)$$

Таким чином, аналітичні формули (3.6) і (3.11) дозволяють визначити значення параметра запізнення  $\tau$  і коефіцієнта підсилення  $K$  коректора.

### 3.4. Експрес-метод налаштування контуру динамічної корекції

Методи оптимізації регуляторів відомі з численних робіт, зокрема оптимізація параметрів налаштування регуляторів ТЕС виконувалася Кулаковим Г.Т. зі співавторами. Авторами метода розроблена власна методика експрес-розрахунку для ПІ-К регулятора.

Процес налаштування ПІ-К регулятора виконується в два етапи: спочатку налаштовується ПІ-регулятор на максимальну швидкодію, після чого вибираються параметри коректора, які залежать у першу чергу від сталих часу об'єкта.

Як видно на рис.3.22 стала часу коректора  $T_k$  прямо пропорційна величині  $T_{об} + \tau$  і практично не залежить від  $K_{об}$ .

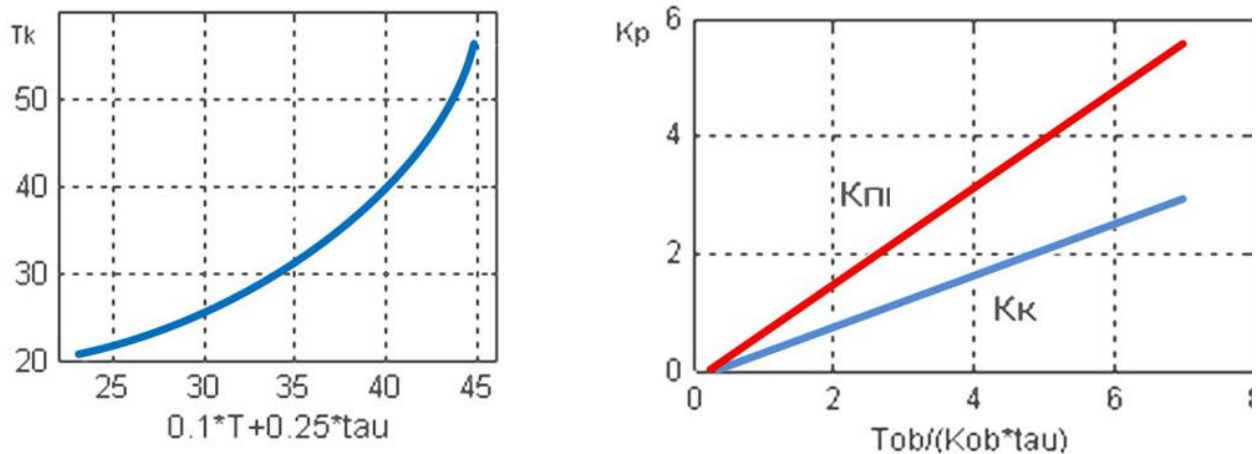


Рис. 3.22. Залежності параметрів коректора  $T_k$  і  $K_p$  від співвідношення параметрів об'єкта

Графіки залежності параметрів коректора отримані шляхом оптимального параметричного синтезу САР по абсолютному інтегральному критерію з врахуванням часу (ІТАЕ). Існує пряма пропорційна залежність параметрів коректора від співвідношення сталих часу  $T_{об}$  і  $\tau$ .

Із отриманих залежностей (рис.3.22) отримано формули для експрес-налаштування регулятора з динамічним коректором для об'єктів 1-го порядку:

$$K_p = \frac{0.7 \cdot T_{об}}{K_{об} \cdot \tau_{об}}, \quad (3.43)$$

$$T_i = 0.55 \cdot (T_{об} + \tau_{об}), \quad (3.44)$$

$$K_k = 0.4 \cdot K_p, \quad (3.45)$$

$$T_k = 0.1 \cdot T_{об} + 0.25 \cdot \tau_{об}. \quad (3.46)$$

Як видно на рис.3.23, ПІ-К регулятор забезпечує системі більші запаси стійкості по підсиленню, фазі і найбільшій чутливості при зміні коефіцієнта передачі об'єкта в 2 рази порівняно з типовим ПІ-регулятором.

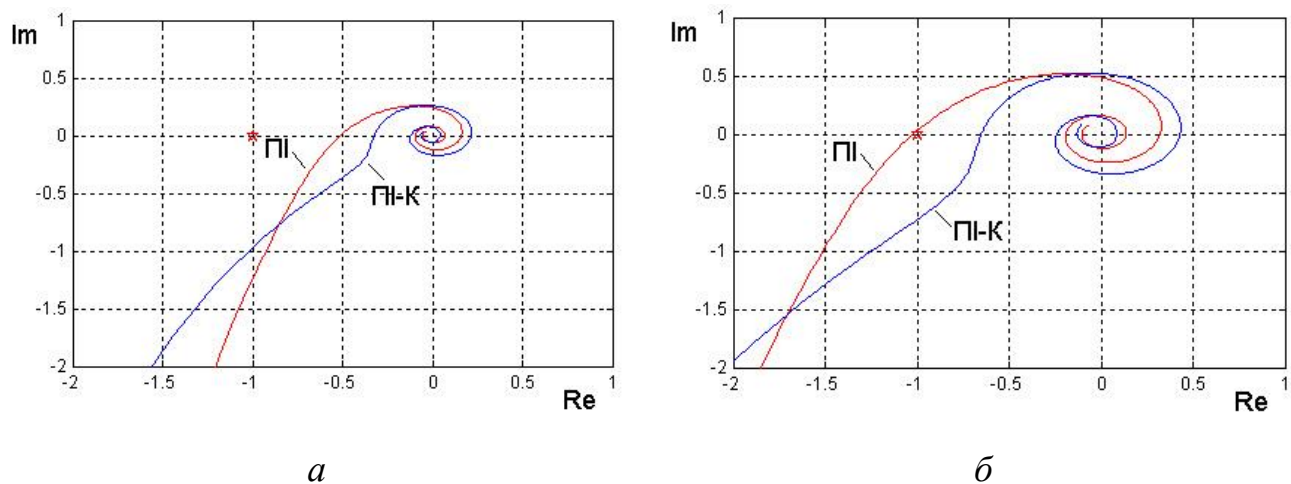


Рис. 3.23. Годографи АФЧХ розімкнутих САР:  $a - K_{об} = 1$ ;  $b - K_{об} = 2$

Графіки перехідних процесів показують, що ПІ-К регулятор забезпечує менше перерегулювання, ніж форсований ПІ-регулятор. При цьому ПІ-К має значну перевагу в забезпеченні стійкого перехідного процесу в каналі завдання (рис.3.24 та 3.25).

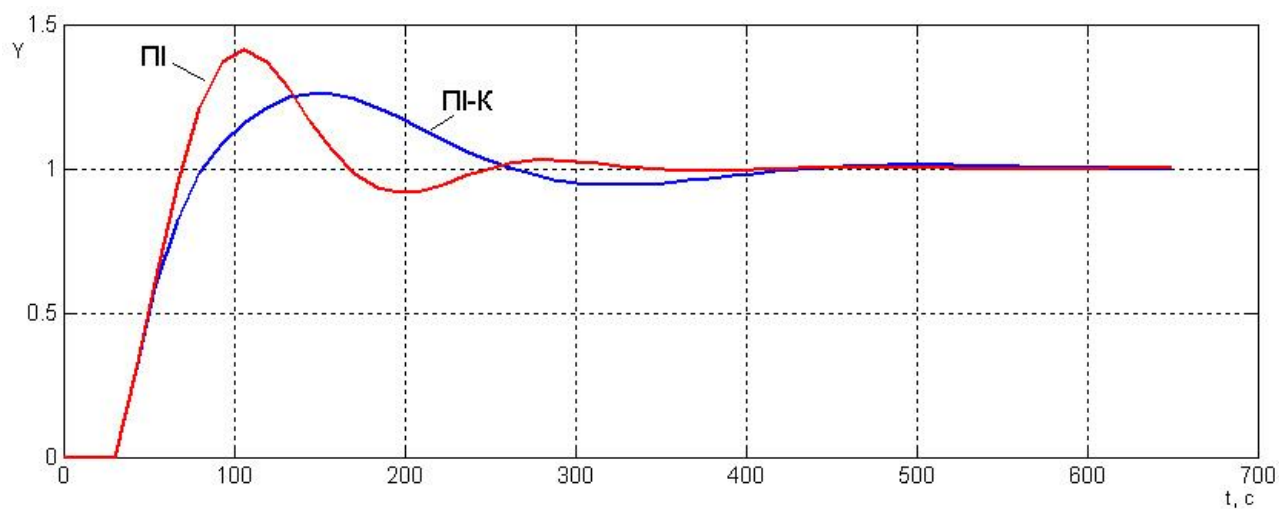


Рис. 3.24. Перехідні процеси в каналі завдання для  $K_{об} = 1$

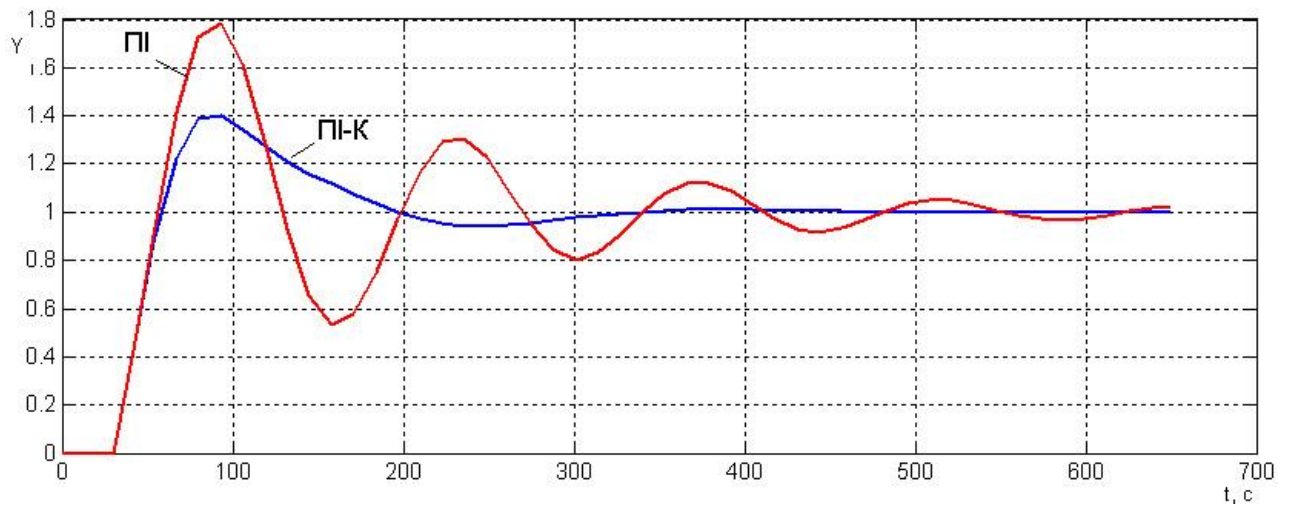


Рис. 3.25. Перехідні процеси в каналі завдання для  $K_{об} = 2$

Для об'єктів 2-го порядку використовують такі формули:

$$K_p = \frac{0.55 \cdot (T_{1об} + T_{2об})}{K_{об} \cdot \tau_{об}},$$

$$T_i = 0.8 \cdot (T_{1об} + T_{2об} + \tau_{об}),$$

$$K_\kappa = 0.5 \cdot K_p,$$

$$T_\kappa = 0.06 \cdot (T_{1об} + T_{2об}) + 0.2 \cdot \tau_{об}.$$

Годографи АФЧХ розімкнутої САР з ПІ та ПІ-К регуляторами показано на рис.3.26 для двох коефіцієнтів передачі об'єкта.

Як видно на годографах, ПІ-К регулятор в обох випадках забезпечує системі більші запаси стійкості по підсиленню, фазі та максимальній чутливості.

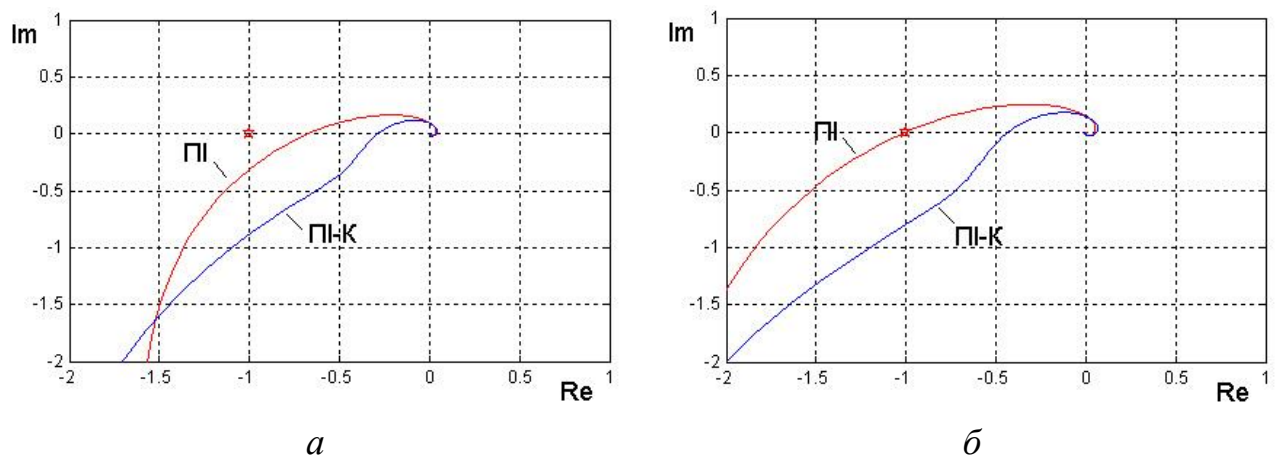


Рис. 3.26. Годографи АФЧХ розімкнутих САР:  $a - K_{об} = 1$ ;  $б - K_{об} = 2$

### 3.5. Порівняння різних методів налаштування динамічного коректора

Для еквівалентного об'єкта за допомогою експрес-метода розраховані такі параметри динамічного налаштування ПІ-К регулятора:

$$K_p = \frac{0.7 \cdot T_{об}}{K_{об} \cdot \tau_{об}} = \frac{0.7 \cdot 155}{3.1 \cdot 60} = 0.58,$$

$$T_i = 0.55 \cdot (T_{об} + \tau_{об}) = 0.55 \cdot (155 + 60) = 118,$$

$$K_k = 0.4 \cdot K_p = 0.4 \cdot 0.58 = 0.23,$$

$$T_k = 0.1 \cdot T_{об} + 0.25 \cdot \tau_{об} = 0.1 \cdot 155 + 0.25 \cdot 60 = 30.5.$$

Для отриманого ПІ-регулятора розрахуємо налаштування коректора за аналітичними формулами (3.6) і (3.11):

$$K_k = 0.18,$$

$$T_k = 36.7.$$

При збільшенні  $K_{об}$  на 50 % і  $\tau_{об}$  на 20%, перехідні процеси в каналі збурення приведені на рис.3.27.

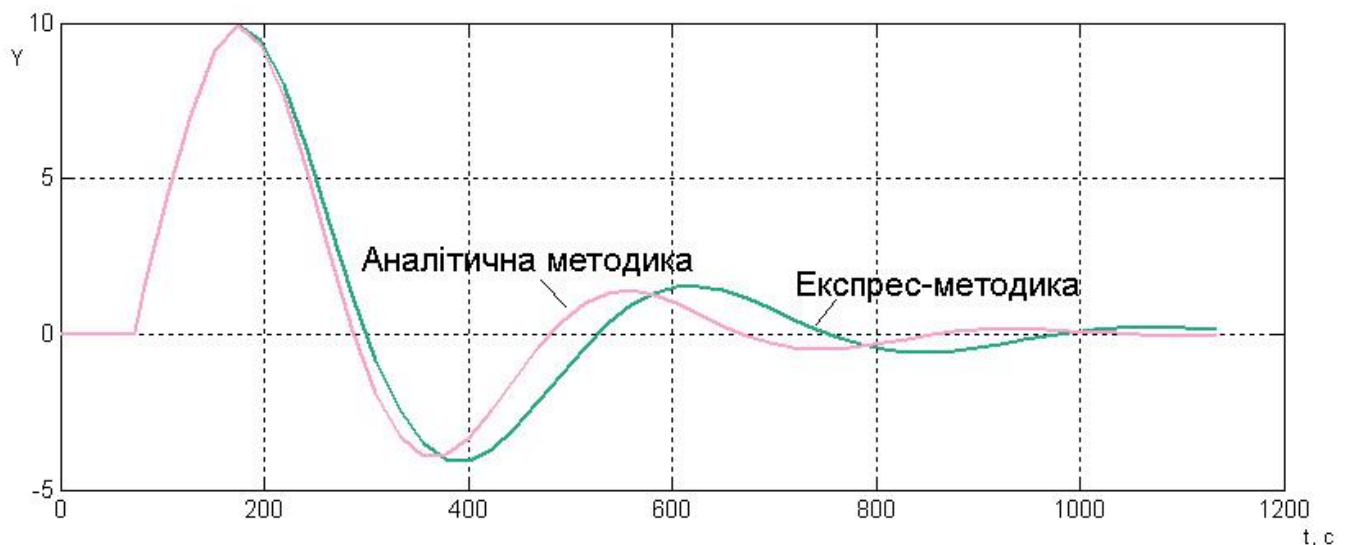


Рис. 3.27. Перехідні процеси в каналі збурення

Обидві методики забезпечили стійкі перехідні процеси при зміні параметрів об'єктів, показники якості яких наведено в таблиці 3.5.

За рахунок того, що  $T_k$  за експрес-методом вийшло меншим – коректор раніше вступає в дію, що призводить до більш затягнутих перехідних процесів, але при цьому відзначається менше сумарне переміщення виконавчого



механізму (критерій Total Variation – TV), показники динамічного відхилення  $Y_d$  і ступінь затухання коливань  $\Psi$  практично однакові.

Таблиця 3.5. Показники якості перехідних процесів

Методика	Показники якості			Критерії оптимальності		
	$Y_d$	$\Psi$	$t_{p,c}, c$	TV	ІТАЕ	ISE
Аналітична	9,9	0,85	786	15,8	971	505
Експрес	9,9	0,84	945	14,7	1440	551

У таблиці 3.5  $Y_d$  – максимальна динамічна похибка регулювання,  $\Psi$  – ступінь затухання перехідного процесу,  $t_{p,c}$  – тривалість перехідного процесу.

Аналітична методика дозволяє більш точно отримати бажані налаштування коректора, але вона достатньо складна у застосуванні, тому для пуско-налагодочних робіт використовують розроблений експрес-метод, який також забезпечує задовільні показники якості.

### 3.6. Порівняння регуляторів із динамічним коректором та предиктивного пропорційно-інтегрального

Для якісного регулювання інерційних контурів використовується предиктивний пропорційно-інтегральний (ППІ) регулятор, який є модифікацією предиктора Сміта, структурна схема якого показана на рис.3.28. У своєму складі ППІ-регулятор має внутрішній зворотній зв'язок із аперіодичною ланкою і ланкою запізнення, що фактично реалізує функцію інтегрування з запізненням.

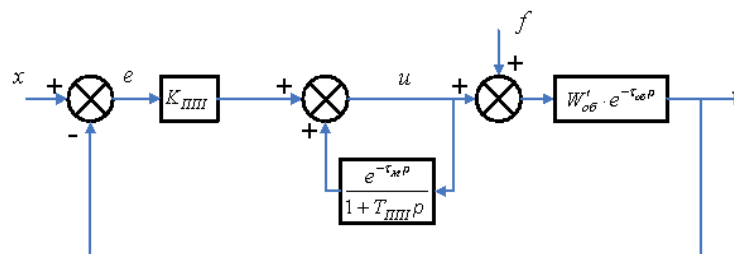


Рис. 3.28. Структурна схема САР з ППІ-регулятором

Реакція ППІ та ПІ-К регуляторів на одиничне ступінчате збурення показана на рис.3.29 а.

Аналізуючи розгінні характеристики регуляторів можна помітити деяку подобу ППІ та ПІ-К регуляторів – обидва мають паузу перед початком дії інтегральної складової, але ПІ-К регулятор здійснює явно виражений форсований вплив на об'єкт, подібний диференційній складовій, на початковій стадії перехідного процесу, що забезпечує більш ефективну компенсацію збурення. Порівняння перехідних процесів показано на рис.3.29 б.

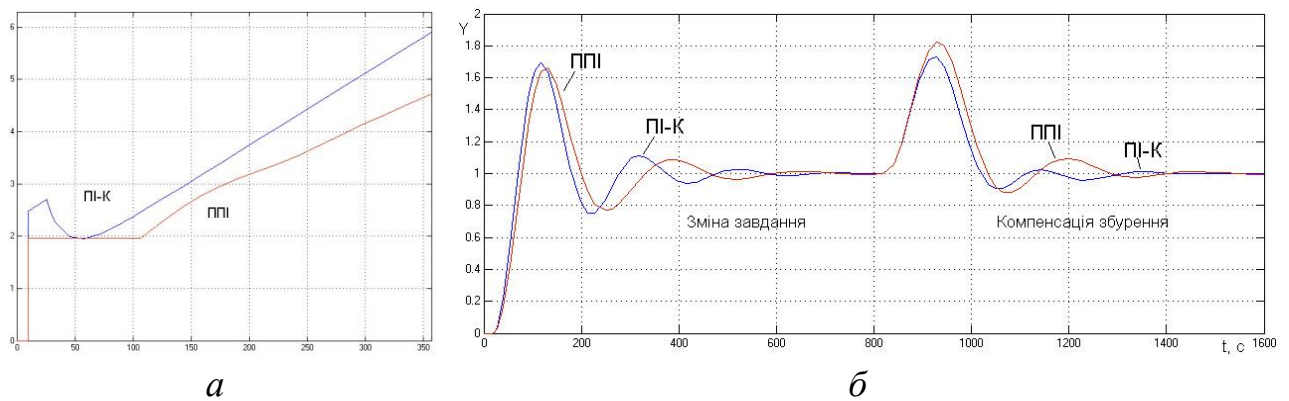


Рис.3.29. Порівняння ПІ-К та ППІ-регуляторів:

а – перехідні характеристики регуляторів; б – перехідні процеси в системі при зміні параметрів об'єкта керування

При номінальних параметрах об'єкта керування обидва регулятори забезпечують сході, практично аперіодичні перехідні процеси. Якщо  $K_{об}$  збільшити на 50%, а  $\tau_{об}$  на 20 %, то обидві системи зберігають стійкість і забезпечують високу якість перехідних процесів. При цьому ППІ-регулятор забезпечує менше перерегулювання і коливальність перехідного процесу в каналі завдання, а ПІ-К регулятор забезпечує менше динамічне відхилення і коливальність в каналі компенсації збурення. Показники якості перехідних процесів наведено в таблиці 3.6.

Таблиця 3.6. Показники якості перехідних процесів

Регулятор	Компенсація стрибка завдання			Компенсація збурення		
	$Y_{\Pi}$	$\Psi_{зд}$	$t_p, c$	$Y_d$	$\Psi$	$t_p, c$
ППП	0,66	0,87	425	0,82	0,88	445
ПП-К	0,7	0,83	440	0,73	0,97	285

У таблиці 3.6  $Y_{\Pi}$  – максимальна динамічна похибка регулювання при відпрацюванні завдання,  $\Psi_{зд}$  – ступінь затухання перехідного процесу при відпрацюванні стрибка завдання,  $t_p$  – тривалість перехідного процесу.

### Контрольні запитання та завдання до розділу 3

1. Яка фізична суть збільшення ефективності роботи ПІ-регуляторів із використанням динамічного коректора?
2. Яким чином оцінюється стійкість САР при зміні коефіцієнтів підсилення об'єкта?
3. Дайте визначення коефіцієнта чутливості замкнутого контуру регулювання.
4. Назвіть критерії оптимальності ПІ-регуляторів.
5. Як параметри динамічного коректора впливають на зміну інтегральних і скалярних показників якості?
6. У чому суть аналітичної методики налаштування контуру динамічної корекції?
7. Поясніть суть експрес метода налаштування контуру динамічної корекції.
8. Як змінюються прямі показники якості САР в каналі завдання при заміні ПІ-регулятора на ПІ-регулятор із динамічним коректором?
9. Порівняйте показники якості предикативного ПІ-регулятора з ПІ-регулятором на базі динамічного коректора.

## РОЗДІЛ 4. НЕЧІТКА ЛОГІКА В ТЕОРІЇ КЕРУВАННЯ

### 4.1. Основні визначення та поняття

Основи нечіткої логіки були закладені в кінці 60-х років в роботах відомого американського математика Латфі Заде.

Незважаючи на демонстрацію ряду багатообіцяючих можливостей застосування – від систем керування літальними апаратами до прогнозування підсумків виборів, апарат теорії нечітких множин водночас виявився складним для втілення. З огляду на наявний рівень технології, нечітка логіка зайняла своє місце серед інших спеціальних наукових дисциплін – десь посередині між експертними системами і нейронними мережами.

Класична логіка оперує тільки двома поняттями: ІСТИНА і ФАЛЬШ, виключаючи будь-які проміжні значення. Аналогічно цьому булева логіка не визнає нічого, окрім одиниць і нулів. В основі нечіткої логіки лежить теорія нечітких множин, де функція приналежності елемента множини не бінарна (так чи ні), а може приймати будь-яке значення в діапазоні 0–1. Це дає можливість визначати поняття, нечіткі за самою своєю природою: «хороший», «високий», «слабкий» та ін. Нечітка логіка дозволяє виконувати над такими величинами весь спектр логічних операцій: об'єднання, перетин, заперечення та ін. Нечітка логіка дає можливість будувати бази знань та експертні системи нового покоління, здатні зберігати і обробляти неточну інформацію. Інша область застосування нечіткої логіки – електронні системи різного призначення, від АСК заводських цехів і технологічних процесів до систем оцінки глобального забруднення атмосфери і передбачення землетрусів.

До основних понять нечіткої логіки відносяться: лінгвістична змінна, нечітка змінна.

**Лінгвістичною змінною** називається набір  $\langle \beta, T, X, G, M \rangle$ , де

$\beta$  – ім'я лінгвістичної змінної;  $T$  – множина його значень (терм-множина), що представляють імена нечітких змінних, областю визначення яких є множина  $X$ . Множина  $T$  називається базовою терм-множиною лінгвістичної змінної;  $G$  –

синтаксична процедура, що дозволяє оперувати елементами терм-множини  $T$ , зокрема, генерувати нові терми (значення). Множина  $T \cup G(T)$ , де  $G(T)$  – множина згенерованих термів, називається розширеною терм-множиною лінгвістичної змінної;  $M$  – семантична процедура, що дозволяє перетворити нове значення лінгвістичної змінної, утвореної процедурою  $G$ , в нечітку змінну, тобто сформувати відповідну нечітку множину.

**Нечітка змінна** характеризується трійкою  $\langle \alpha, X, \tilde{A} \rangle$ , де

$\alpha$  – ім'я змінної,  $X$  – універсальна множина (область визначення  $\alpha$ ),  $\tilde{A}$  – нечітка множина на  $X$ , яка описує обмеження (тобто  $\mu_A(x)$ ) на значення нечіткої змінної  $\alpha$ .

**Нечіткою множиною**  $\tilde{A}$  на універсальній множині  $X$  називається сукупність пар  $(\mu_A(x), x)$ , де  $\mu_A(x)$  – ступінь приналежності елемента  $x \in X$  до нечіткої множини  $\tilde{A}$ .

**Ступінь приналежності** – це число з діапазону  $[0, 1]$ . Чим вище ступінь приналежності, тим в більшій мірі елемент універсальної множини відповідає властивостям нечіткої множини.

**Функцією приналежності** називається функція, яка дозволяє розрахувати ступінь приналежності довільного елемента універсальної множини до нечіткої множини.

Приклад, що ілюструє вищенаведені поняття.

Нехай експерт визначає товщину виробу, за допомогою поняття «маленька товщина», «середня товщина» і «велика товщина», при цьому мінімальна товщина дорівнює 10 мм, а максимальна – 80 мм.

Формалізація цього опису може бути проведена за допомогою лінгвістичної змінної  $\langle \beta, T, X, G, M \rangle$ , де

$\beta$  – товщина виробу;  $T$  – {«маленька товщина», «середня товщина», «велика товщина»};  $X$  –  $[10, 80]$ ;  $G$  – процедура утворення нових термів за допомогою зв'язок «і», «або» та модифікаторів типу «дуже», «не», «злегка» та

ін. Наприклад, «маленька або середня товщина», «дуже маленька товщина» та ін.;

$M$  – процедура задання на  $X = [10, 80]$  нечітких підмножин  $\tilde{A}_1$  = «маленька товщина»,  $\tilde{A}_2$  = «середня товщина»,  $\tilde{A}_3$  = «велика товщина», а також нечітких множин для термів з  $G(T)$  відповідно правилам трансляції нечітких зв'язок та модифікаторів «і», «або», «не», «дуже», «злегка», операції над нечіткими множинами виду:  $\tilde{A} \cap \tilde{C}$ ,  $\tilde{A} \cup \tilde{C}$ ,  $\bar{\tilde{A}}$ ,  $\text{CON } \tilde{A} = \tilde{A}^2$ ,  $\text{DIL } \tilde{A} = \tilde{A}^{0.5}$  та ін.

Разом з розглянутими вище базовими значеннями лінгвістичної змінної «товщина» ( $T = \{\text{«маленька товщина»}, \text{«середня товщина»}, \text{«велика товщина»}\}$ ) існують значення, що залежать від області визначення  $X$ . В даному випадку значення лінгвістичної змінної «товщина виробу» можуть бути визначені як «близько 20 мм», «близько 50 мм», «близько 70 мм», тобто у вигляді нечітких чисел.

**Нечітким логічним висновком** називається отримання висновку у вигляді нечіткої множини, відповідного поточним значенням входів, з використанням нечіткої бази знань і нечітких операцій.

**Фазифікацією** називається процес введення нечіткості, тобто визначення функцій приналежності для кожної вхідної змінної.

**Нечіткою базою знань** називається сукупність нечітких правил «Якщо – то», що визначають взаємозв'язок між входами і виходами досліджуваного об'єкта. Узагальнений формат нечітких правил такий: *Якщо* умова правила, *то* висновок правила.

Потужність та інтуїтивна простота нечіткої логіки як методології вирішення проблем гарантує їй успішне використання у вбудованих системах контролю і аналізу інформації. При цьому відбувається підключення людської інтуїції та досвіду оператора.

На відміну від традиційної математики, що вимагає на кожному кроці моделювання точних і однозначних формулювань закономірностей, нечітка логіка пропонує зовсім інший рівень мислення, завдяки якому творчий процес

моделювання відбувається на найвищому рівні абстракції, при якому постулюється лише мінімальний набір закономірностей.

Нечіткі числа, одержувані в результаті «не цілком точних вимірювань», багато в чому аналогічні розподілам теорії ймовірностей, але вільні від властивих останнім недоліків: мала кількість придатних до аналізу функцій розподілу, необхідність їх примусової нормалізації, дотримання вимог адитивності, труднощі обґрунтування адекватності математичної абстракції для опису поведінки фактичних величин. На границі, при зростанні точності, нечітка логіка приходить до стандартної, булевої. У порівнянні з імовірнісним методом, нечіткий метод дозволяє різко скоротити обсяг вироблених обчислень, що, в свою чергу, призводить до збільшення швидкодії нечітких систем.

В результаті можна розділити сферу застосування нечіткого керування на дві групи:

1. Випадки, коли використання *нечіткого керування* розумно:

- для дуже комплексних процесів, коли нема простої математичної моделі;
- для занадто нелінійних процесів;
- коли необхідно виконати обробку (лінгвістично сформульованого) експертного знання.

2. Випадки, в яких використання *нечіткого керування* нераціонально:

- стандартна теорія керування забезпечує задовільний результат;
- існує легко отримувана та адекватна математична модель.

Переваги нечітких (або fuzzy)-систем у порівнянні з іншими:

- можливість оперувати нечіткими вхідними даними: наприклад, безперервно змінюються в часі значення (динамічні задачі), значення, які неможливо задати однозначно (результати статистичних опитувань, рекламні компанії та ін.);

- можливість нечіткої формалізації критеріїв оцінки і порівняння: оперування критеріями «більшість», «можливо», «переважно» та ін.;
- можливість проведення якісних оцінок як вхідних даних, так і вихідних результатів: оперування не тільки значеннями даних, але і їх ступенем достовірності та її розподілом;
- можливість проведення швидкого моделювання складних динамічних систем і їх порівняльний аналіз із заданим ступенем точності: оперуючи принципами поведінки системи, описаними fuzzy-методами, по-перше, не витрачається багато часу на з'ясування точних значень змінних і складання описувальних рівнянь, по-друге, можна оцінити різні варіанти вихідних значень.

Недоліками нечітких систем є:

- відсутність стандартної методики конструювання нечітких систем;
- неможливість математичного аналізу нечітких систем існуючими методами;
- застосування нечіткого підходу в порівнянні з імовірнісним не приводить до підвищення точності обчислень.

## **4.2. Поняття нечіткого регулятора**

В цілому весь процес нечіткого керування можна розбити на кілька кроків: фазифікації, розробка нечітких правил і дефазифікація. Взаємопов'язані стадії обробки інформації в нечіткому регуляторі представлені на рис. 4.1.





Рис. 4.1. Система з регулятором, що реалізує нечітку логіку

Відповідно до стадій обробки інформації алгоритм функціонування нечіткого регулятора за аналогією з класичною теорією автоматичного регулювання можна інтерпретувати як модель регулятора в термінах «вхід-вихід» в деякому новому просторі, перехід до якого з простору оригіналів (фізичні змінні) здійснюється за допомогою оператора «fuzz». Після проведення в новому просторі (аналог простору зображень в перетворенні Лапласа) деяких операцій, здійснюється зворотне перетворення за допомогою оператора «dfz» в початковий простір.

Загальна структура регулятора, що використовує нечітку логіку, містить:

- блок фазифікації;
- базу знань;
- блок рішень;
- блок дефазифікації.

Блок фазифікації перетворює чіткі величини, виміряні на виході об'єкта керування, в нечіткі величини, які описані лінгвістичними змінними в базі знань. Під фазифікацією розуміється не тільки окремий етап виконання нечіткого виводу, а й власне процес або процедура знаходження значень функцій приналежності нечітких множин (термів) на основі звичайних (**не** нечітких) вихідних даних. Фазифікацію ще називають введенням нечіткості. Метою етапу фазифікації є встановлення відповідності між конкретним (зазвичай чисельним)

значенням окремої вхідної змінної системи нечіткого виведення і значенням функції приналежності відповідного їй терма вхідної лінгвістичної змінної. Цей етап роботи нечіткого регулятора використовує функції приналежності. Існує понад десятка типових форм кривих для завдання функцій приналежності. Найбільшого поширення набули: трикутна, трапецеїдальних, Z – подібна, S – подібна, гауссова функції приналежності.

Блок рішень використовує нечіткі умовні (*якщо – то*) правила, закладені в базу знань, для перетворення нечітких вхідних даних в необхідні керуючі впливи, які також носять нечіткий характер.

Блок дефазифікації перетворює нечіткі дані з виходу блоку рішень в чітку величину, яка використовується для керування об'єктом. Дефазифікації в системах нечіткого виведення являє собою процедуру або процес знаходження звичайного (**не** нечіткого) значення для кожної з вихідних лінгвістичних змінних. Тому дефазифікацію називають також приведенням до чіткості.

Існують чотири способи складання правил нечіткого керування, тобто проектування нечітких регуляторів:

- 1) на основі знань і досвіду експерта;
- 2) шляхом створення моделі дій оператора;
- 3) шляхом навчання;
- 4) на основі нечіткої моделі обладнання.

Особливості нечіткого керування полягають у наступному.

По-перше, правила нечіткого керування, будучи умовними висловлюваннями типу «якщо щось» є логічними і реалізуються через механізм логічних висновків. Для реального обладнання це не тільки використання при керуванні повної інформації на відміну від класичної теорії керування, а й зміна режимів керування в залежності від різних умов (часу, значення параметрів та ін.).

По-друге, здійснюється паралельне керування. При нечіткому керування можна успішно справлятися з усім різноманіттям цілей і навіть зі взаємно суперечливими цілями.

По-третє, можна організувати керування у вигляді діалогу з оператором. За рахунок навчання оператор може покращувати здатності нечіткого регулятора.

#### **4.3. Мова нечіткого керування**

Мова нечіткого керування (*Fuzzy Control Language – FCL*) розроблена для подання нечітких моделей систем керування, зокрема, моделей ПЛК, в формі структурованого тексту, який може бути інтерпретований як програма на мові високого рівня, і описаний в стандарті ІЕС 61131-7. У стандарті визначаються цілі розробки цієї мови, її базова нотація і наводяться приклади запису моделей нечіткого керування з використанням нотації.

Тип функціонального блоку, який визначається в FCL, задається вхідними та вихідними параметрами, спеціальними правилами і оголошеннями нечіткого керування. Відповідні екземпляри функціонального блоку повинні містити значення даних конкретних додатків нечіткого керування. Функціональні блоки, записані на FCL, можуть бути використані на будь-якій з п'яти мов стандарту ІЕС 61131-3. При цьому типи даних вхідних і вихідних параметрів функціональних блоків на FCL повинні відповідати аналогічним параметрам даного середовища реалізації.

В області автоматизації технологічних процесів нечіткі логічні регулятори дають можливість реалізувати системи керування з новими властивостями, які технічно важко досягти за допомогою методів класичної теорії автоматичного регулювання. Такі системи можуть забезпечити вищі точності і динамічні показники керування, знизити вимоги до кваліфікації обслуговуючого персоналу, забезпечити більш високу функціональну надійність керування в порівнянні з класичними системами керування.

Нечіткий регулятор забезпечує метод для конструювання алгоритму регулювання користувачем і забезпечує здатність охоплювати «людський» режим нелінійного керування, що дозволяє вирішувати більш складні завдання.

Цей метод проектування регуляторів подібний до людського мислення і вимагає менш кваліфікованого персоналу для проектування регуляторів.

#### 4.4. Реалізація нечіткої системи керування

##### 4.4.1. Структурна схема fuzzy-регулятора

Нині в якості виконавчих механізмів (ВМ) в промислових АСР широко використовуються реверсивні електричні двигуни постійної швидкості [47]. Часто при побудові структурної схеми управління, особливо з ПІД-регулятором, ВМ на схемі не показують. При розробці fuzzy-регулятора ВМ як інтегрувальна ланка відіграє важливу роль (рис. 4.4), так як використання інтегралу помилки як вхідного сигналу fuzzy-регулятора є ускладненим з певних причин. Як відомо, функція приналежності  $\mu_A(x)$  визначає міру приналежності елемента  $x$  множині  $A$  числом від 0 до 1, яке називають ступенем істинності лінгвістичної змінної даному терму. Для розрахунку цього числа необхідно задатися діапазоном вхідної змінної  $[x_{max}, x_{min}]$ . Складність введення сигналу накопичення помилки як вхідного сигналу fuzzy-регулятора полягає в тому, що навіть при усталеному режимі технологічного процесу інтеграл помилки не обов'язково буде дорівнювати нулю, а це значить, що при відпрацюванні кожного нового завдання або збурення використання початкового діапазону  $[x_{max}, x_{min}]$  буде некоректним і буде призводити до вироблення надто великого сигналу керування. Задача керування ускладнюється нестационарністю характеристик об'єкта керування в часі, а також залежно від режимів роботи.

Як вхідні сигнали fuzzy-регулятора використовуються сигнал розбалансу  $e$ , а також похідна сигналу розбалансу  $e$  по часу, що відображає швидкість зміни вимірюваного параметра. Діапазон зміни кожного із сигналів розбитий на 5 лінгвістичних величин: від'ємна ( $NB$ ), помірно від'ємна ( $NM$ ), близька до нуля ( $ZE$ ), помірно додатна ( $PM$ ), додатна ( $PB$ ). Лінгвістичні правила для такого регулятора наведені в таблиці 4.1. Для лінгвістичного опису вхідних і вихідних сигналів використовувалися трикутні функції приналежності.

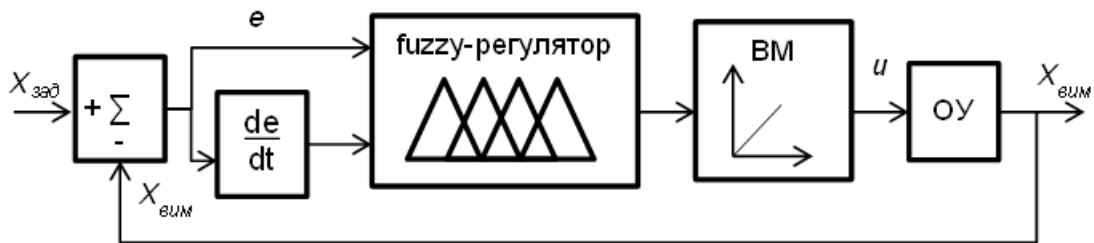


Рис. 4.2. Структурна схема fuzzy-регулятора

Таблица 4.1. Лінгвістичні правила fuzzy-регулятора

$e$	$NB$	$NM$	$ZE$	$PM$	$PB$
$de/dt$					
$NB$	$NB$	$NB$	$NM$	$ZE$	$ZE$
$NM$	$NB$	$NM$	$ZE$	$ZE$	$ZE$
$ZE$	$NM$	$NM$	$ZE$	$PM$	$PM$
$PM$	$ZE$	$ZE$	$ZE$	$PM$	$PB$
$PB$	$ZE$	$ZE$	$PM$	$PB$	$PB$

На виході fuzzy-регулятора формується сигнал керування, який подається на ВМ. Чим більший сигнал керування, тим швидше ВМ змінює своє положення. Швидкість зміни положення ВМ визначається тривалістю імпульсів ввімкнення. Якщо входні сигнали згідно бази правил відповідають нульовому виходу fuzzy-регулятора, то сигнал на ВМ не поступає, відповідно ВМ не змінює свого положення.

Особливістю алгоритму роботи fuzzy-регулятора, закладеному в його базі правил, є те, що на певних ділянках перехідного процесу сигнал керування дорівнює нулю навіть в тому випадку, коли значення сигналу помилки  $e$  є великим. Наприклад, така поведінка регулятора відповідає випадку, коли сигнал помилки є великим додатним ( $PB$ ), а похідна сигналу помилки є великою від'ємною ( $NB$ ). Такий алгоритм fuzzy-регулятора відповідає поведінці оператора-технолога, який вичікує, як поведе себе перехідний процес, коли значення технологічного параметра не відповідає уставці, але стрімко наближається до неї (рис. 4.3).

#### 4.4.2. Порівняння fuzzy-регулятора з ПІ-регулятором

У роботі [48] наведені результати ідентифікації контуру регулювання теплового навантаження прямоточного котлоагрегату ТПП-210А. Для об'єкта з функцією передачі:  $W(s) = \frac{1.54e^{-15s}}{(90s+1)(45s+1)}$  розраховані параметри налаштування

ПІ-регулятора. Функція передачі ПІ-регулятора має вигляд:  $W_p(s) = 0,4 \left( 1 + \frac{1}{40s} \right)$ .

Для цього ж об'єкта налаштований fuzzy-регулятор з вище наведеною базою правил. Комп'ютерне моделювання синтезованої системи керування з fuzzy-регулятором проводилося за допомогою програмного забезпечення Matlab Simulink, а також програмного пакету Fuzzy Logic Toolbox. На рис. 4.3 наведені перехідні процеси за каналом збурення-вихід для системи с fuzzy-регулятором і класичним ПІ-регулятором.

На початковій ділянці перехідного процесу обидва регулятори однаково реагують на збурення. В певний момент часу, коли спостерігається уповільнення зміни технологічного параметра, fuzzy-регулятор припиняє подавати сигнал керування. На проміжку, коли швидкість зміни параметра стає дуже малою, але помилка є великою, сигнал керування знову виробляється fuzzy-регулятором. Нарешті настає ділянка, коли регульований параметр достатньо швидко наближається до уставки. В цей час fuzzy-регулятор не подає сигнал керування. Відбувається процес очікування, на яке значення вийде технологічний параметр за рахунок своєї інерційності. Це основна особливість даного fuzzy-регулятора, яка реалізує поведінку оператора-технолога при ручному керуванні. На певній ділянці спостерігається уповільнення зміни параметра, при чому помилка залишається великою. Тоді fuzzy-регулятор знову виробляє сигнал керування, щоб скорегувати значення регульованого параметра на завершальній стадії перехідного процесу. В решті решт технологічний параметр потрапляє в зону нечутливості і перехідний процес завершується.

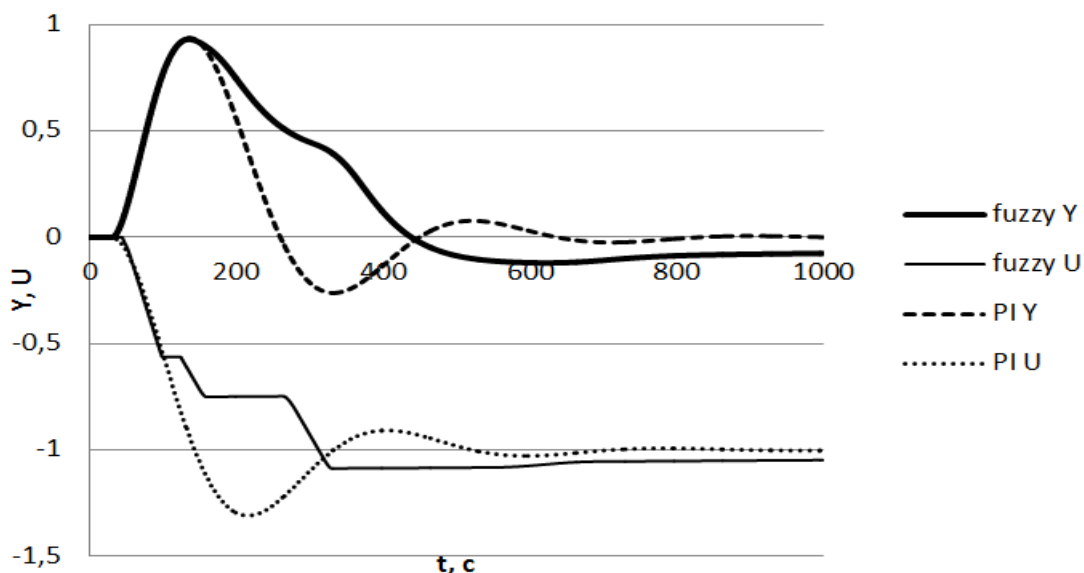


Рис. 4.3. Порівняння перехідних процесів різних систем керування

ПІ-регулятор, на відміну від fuzzy-регулятора, виробляє сигнал керування протягом всього перехідного процесу. Прямі та інтегральні показники якості синтезованих АСР наведені в табл. 4.2.

Таблиця 4.2. Показники якості синтезованих АСР

Регулятор	$t_p$	$\Delta_d$	$\Delta_c$	$\theta$	$\psi$	$IAE$	$ISE$
<i>Fuzzy</i>	470 с	0,95	0,04	0%	1	242,5	148,8
<i>PI</i>	570 с	0,95	0	26%	0,92	166,2	95,3

За основними трьома прямими показниками якості, які є важливими для контуру теплового навантаження об'єкта: час регулювання  $t_p$ , динамічна похибка  $\Delta_d$  і перерегулювання  $\theta$  – fuzzy-регулятор виявився кращим за ПІ-регулятор. Статична похибка пояснюється наявністю зони нечутливості, яка за замовченням закладена в fuzzy-регулятор. В ПІ-регуляторі зона нечутливості була відсутня.

За інтегральними показниками якості ПІ-регулятор виглядає краще. Гірші інтегральні показники в fuzzy-регуляторі пояснюються затяжним аперіодичним перехідним процесом. Тим не менш, саме такий характер перехідного процесу є бажаним для даного об'єкта. Це зумовлено тим, що при великих температурах, які сприймають металеві паропроводи котлоагрегату, не бажані різкі коливання

температури, які можуть призвести до змін в структурі і пришвидшити руйнацію металу, тому для даного об'єкту керування бажаними є монотонні перехідні процеси.

#### **4.4.3. Результати застосування нечіткого регулятора**

За результатами використання нечіткого регулятора в системах автоматичного керування можна зробити наступні висновки:

1. Використання нечітких регуляторів для комплексних об'єктів, які важко піддаються ідентифікації, є перспективним і відкриває нові можливості для підвищення якості систем керування. Зокрема в контурі теплового навантаження прямооточного котлоагрегату вдалося реалізувати алгоритм роботи регулятора, близький до дій оператора при ручному керуванні технологічним процесом.

2. В порівнянні із класичним ПІ-регулятором система керування з запропонованим fuzzy-регулятором має кращі прямі показники якості, а характер перехідних процесів в ній відповідає технічним і технологічним вимогам об'єкта керування.

#### **Контрольні запитання та завдання до розділу 4**

1. Назвіть основні поняття нечіткої логіки.
2. Які переваги та недоліки використання нечітких систем?
3. Які основні етапи роботи нечіткого регулятора?
4. Коли використання нечіткого регулятора є доцільним?



# РОЗДІЛ 5. НЕЙРОННІ МЕРЕЖІ В ПРОМИСЛОВІЙ АВТОМАТИЗАЦІЇ

## 5.1. Поняття штучного нейрона

Розвиток штучних нейронних мереж надихається біологією. Незважаючи на те, що зв'язок з біологією слабкий і часто несуттєвий, штучні нейронні мережі продовжують порівнюватися з мозком.

Штучний нейрон імітує в першому наближенні властивості біологічного нейрона. На вхід штучного нейрона надходить деяка множина сигналів, кожен з яких є виходом іншого нейрона. Кожен вхід множиться на відповідну вагу, аналогічну синаптичній силі, і всі добутки підсумовуються, визначаючи рівень активації нейрона. Модель штучного нейрона зображена на рис. 5.1, де, для  $k$ -го нейрона,  $x_1, x_2, \dots, x_n$  – вхідні сигнали;  $w_{1,k}, w_{2,k}, \dots, w_{n,k}$  – синаптичні ваги;  $b_k$  – рівень опорного сигналу;  $s_k$  – сигнал на виході лінійного суматора;  $f(s_k)$  – функція перетворення активаційного блоку;  $y_k$  – вихідний сигнал.

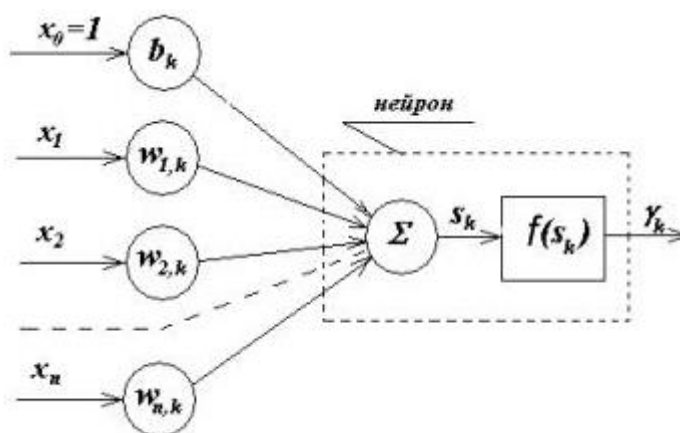


Рис. 5.1. Модель штучного нейрона

Модель штучного нейрона працює наступним чином. Вхідні сигнали, кожен зі своїм коефіцієнтом (синаптичною вагою) надходять на вхід лінійного суматора. Вихідний сигнал суматора надходить на вхід активаційного нелінійного блоку. Зазвичай активаційні блоки обмежують вихідний сигнал нейрона в заданому діапазоні, наприклад  $[0; 1]$  або  $[-1; 1]$ .

Математичної формалізацією штучного нейрона є рівняння суматора:

$$s_k = \sum_{j=1}^n w_{j,k} \cdot x_j + b_k.$$

Рівняння активаційного блока:

$$y_k = f(s_k),$$

Функція  $f(s_k)$  називається функцією активації та може мати різноманітний вигляд, як показано на рис. 5.2.

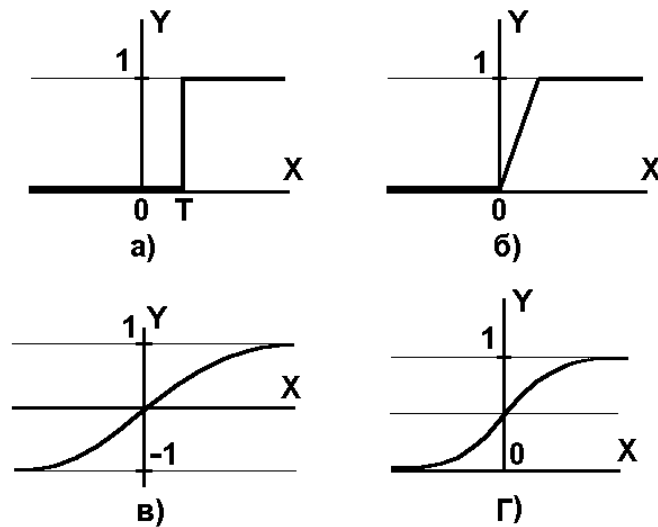


Рис. 5.2 Види функцій активації:

*a* – функція одиничного стрибка; *б* – лінійний поріг (гістерезис);

*в* – гіперболічний тангенс; *г* – сигмоїд

Однією з найбільш часто використовуваних в керуванні є нелінійна функція з насиченням, так звана логістична функція або сигмоїд (тобто функція S-подібного виду):

$$f(x) = \frac{1}{1 + e^{-\alpha x}}.$$

### Приклад.

Уявімо собі таку задачу. Ми хотіли б отримати підказку від нейронної мережі, зустрічатися з дівчиною чи ні. Маємо такі вхідні дані у вигляді критеріїв:

- Красива

- Розумна
- Багата
- Чи вміє готувати

Обираємо необхідні вагові коефіцієнти (0–1). Множимо входи на відповідні їм за вагові коефіцієнти, отримуємо  $s$ .

Функція активації вибираємо згідно рис. 5.2. Якщо у випадку вибору стрибкоподібної функції (5.2 а) нейрон видасть 1, значить зустрічатися з дівчиною можна. Але вже при використанні функцій (5.2 б) або (5.2 г) у нас більше варіантів, бо ми можемо розподілити відповіді нейрона так:

- $net \Rightarrow 0.80$ , зустрічатися можна.
- $0.5 < net < 0.80$ , потрібно ще подумати.
- $net \leq 0.5$ , зустрічатися не потрібно.

## 5.2. Архітектура штучних нейронних мереж

Хоча один нейрон і здатний виконувати найпростіші процедури розпізнавання, сила нейронних обчислень виникає під час з'єднання нейронів в мережах. Штучна нейронна мережа (ШНМ) – це мережа з кінцевим числом шарів з однотипних елементів – штучних нейронів з різними типами зв'язків між шарами. При цьому число нейронів в шарах вибирається виходячи з необхідності забезпечення заданої якості виконання завдання, а число шарів нейронів – якомога меншим для скорочення часу вирішення задачі.

За архітектурою зв'язків ШНМ можуть бути згруповані в два класи: мережі прямого поширення (в яких графи не мають петель) – одношарові або багатошарові; і рекурентні мережі (або мережі зі зворотними зв'язками): змагальні, мережа Кохен, мережа Хопфілда, мережа Хеммінга та ін.

Вибір структури НМ здійснюється відповідно до особливостей і складності завдання. Для вирішення деяких окремих типів завдань вже існують оптимальні, на сьогоднішній день, конфігурації. Якщо ж завдання не може бути зведено до

жодного з відомих типів, розробнику доводиться вирішувати складну проблему синтезу нової конфігурації. При цьому він керується кількома основними принципами: можливості мережі зростають зі збільшенням числа шарів мережі, щільності зв'язків між ними і числом виділених шарів; введення зворотних зв'язків поряд зі збільшенням можливостей мережі піднімає питання про динамічну стійкість мережі; складність алгоритмів функціонування мережі (в тому числі, наприклад, введення декількох типів синапсів – збудливих, гальмуючих та ін.) також сприяє посиленню потужності НМ. Питання про необхідні і достатні властивості мережі для вирішення того чи іншого роду завдань є цілий напрямом нейрокомп'ютерної науки. Так як проблема синтезу НМ сильно залежить від розв'язуваної задачі, то дати загальні точні рекомендації важко. У більшості випадків оптимальний варіант виходить на основі інтуїтивного підбору. Єдина жорстка вимога, що пред'являється архітектурою до елементів мережі, це відповідність розмірності вектора вхідних сигналів мережі числу її входів.

На рис. 5.3 представлені структурні схеми одношарової і двошарової ШНМ прямого поширення, де нейрони представлені одним кружечком, що містить суматор і активаційний блок, і пов'язані між собою інформаційними каналами.

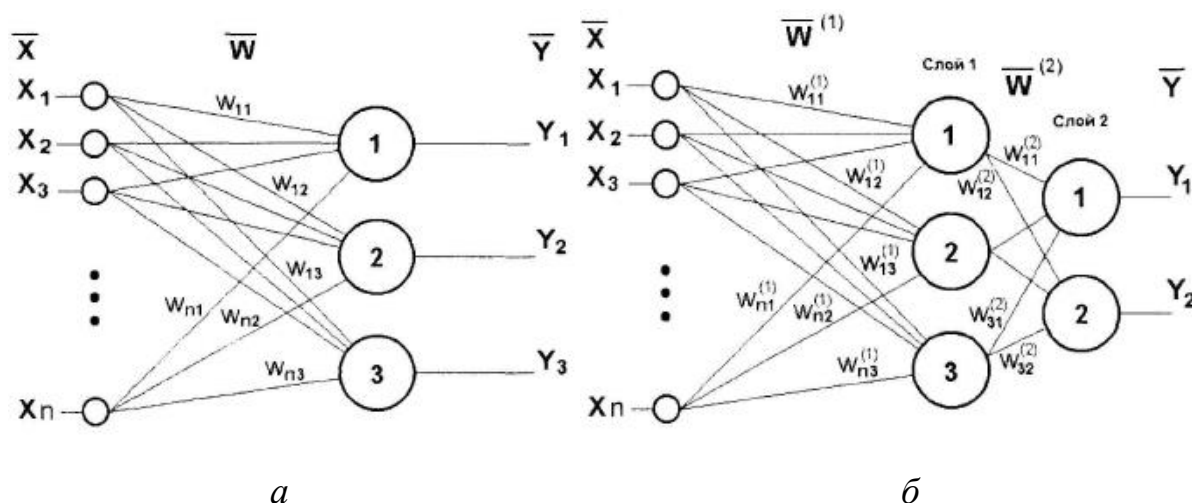


Рис. 5.3. Зображення прямонаправлених ШНМ: *а* – одношарова ШНМ;  
*б* – багатошарова ШНМ

Кожній стрілці відповідає своя синаптична вага. Багатошарові ШНМ містять внутрішні приховані шари.

У мереж, наведених на рис. 5.3, немає зворотного зв'язку, тобто з'єднань, що йдуть від виходів деякого шару до входів цього ж шару або попередніх шарів. Цей спеціальний клас мереж, званих мережами без зворотних зв'язків або мережами прямого поширення, представляє інтерес і широко використовується.

Відсутність зворотного зв'язку гарантує стійкість мереж. Однак така властивість обмежує можливості мереж прямого поширення в порівнянні з мережами зі зворотними зв'язками. Важливий внесок як в теорію, так і в застосування систем із зворотними зв'язками зробив Дж. Хопфілд. Тому деякі з конфігурацій носять його ім'я. Структурна схема мережі Хопфілда приведена на рис. 5.4. Вона складається з єдиного шару нейронів, число яких є одночасно числом входів і виходів мережі.

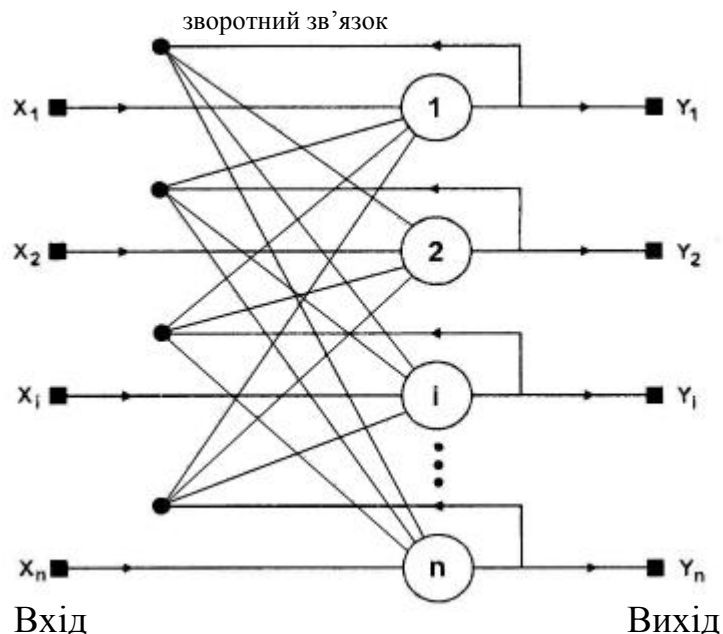


Рис. 5.4. Структурна схема мережі Хопфілда

### 5.3. Навчання штучних нейронних мереж

Нейронна мережа представляє адаптивну систему, життєвий цикл якої складається з двох незалежних фаз – навчання і роботи мережі. Навчання вважається закінченим, коли мережа правильно виконує перетворення на тестових прикладах і подальше навчання не викликає значної зміни настроюваних вагових коефіцієнтів. Далі мережа виконує перетворення раніше

невідомих їй даних на основі сформованої нею в процесі навчання нелінійної моделі процесу. Мережа успішно працює до тих пір, поки істотно не зміниться реальна модель відображуваного явища (наприклад, в разі виникнення ситуації, інформація про яку ніколи не надавалась мережі при навчанні). Після цього мережа може бути донавчена з урахуванням нової інформації, причому при донавчанні попередня інформація не губиться, а узагальнюється з тією, яка надійшла. При «пошкодженні» частини вагових коефіцієнтів НМ, її властивості можуть бути повністю відновлені в процесі донавчання.

Існують три парадигми навчання: «із вчителем», «без вчителя» (самонавчання) і змішана.

Навчання з учителем передбачає, що для кожного вхідного вектора існує цільовий вектор, що представляє собою необхідний вихід. Разом вони називаються навчальною парою. Зазвичай мережа навчається на деякому числі таких навчальних пар.

Коли в мережі тільки один шар, алгоритм її навчання з учителем досить очевидний, так як правильні вихідні стани нейронів єдиного шару свідомо відомі, і підстроювання синаптичних зв'язків йде в напрямку, що мінімізує помилку на виході мережі.

У багатошарових же мережах оптимальні вихідні значення нейронів усіх шарів, крім останнього, як правило, не відомі, і двох або більше шарів НМ вже неможливо навчити, керуючись тільки величинами помилок на виходах цієї мережі. Один з варіантів вирішення цієї проблеми – розробка наборів вихідних сигналів, відповідних вхідним, для кожного шару НМ, що, звичайно, є дуже трудомісткою операцією і не завжди можливою. Другий варіант – динамічне підстроювання вагових коефіцієнтів синапсів, в ході якого вибираються, як правило, найбільш слабкі зв'язки, які змінюються на малу величину в той чи інший бік. Зберігаються ж тільки ті зміни, які спричинили зменшення помилки на виході всієї мережі. Очевидно, що даний метод «спроб», незважаючи на свою удавану простоту, вимагає громіздких рутинних обчислень. І, нарешті, третій, найприйнятніший варіант – поширення сигналів помилки від виходів НМ до її

входів, в напрямку зворотному прямому поширенню сигналів у звичайному режимі роботи. Цей алгоритм навчання НМ отримав назву процедури зворотного поширення (*back-propagation algorithm*) і є найбільш широко використовуваним.

Навчання без вчителя є більш правдоподібною моделлю навчання в біологічній системі. Процес навчання, як і в разі навчання з учителем, полягає в підстроювання вагів синапсів. Очевидно, що підстроювання синапсів може проводитися тільки на підставі інформації, доступної нейрону, тобто його стану і вже наявних вагових коефіцієнтів. Виходячи з цього міркування і побудовані існуючі алгоритми навчання за деякими правилами або на підставі їх значень від попередньої ітерації.

Нейронні мережі не програмуються в звичному сенсі цього слова, вони навчаються. Можливість навчання – одне з головних переваг нейронних мереж перед традиційними алгоритмами. Технічно навчання полягає в знаходженні коефіцієнтів зв'язків між нейронами. У процесі навчання нейронна мережа здатна виявляти складні залежності між вхідними і вихідними даними, а також виконувати узагальнення. Це означає, що, в разі успішного навчання, мережа зможе надати правильний результат на підставі даних, які були відсутні в навчальній вибірці.

#### **5.4. Основні проблеми, які вирішуються з використанням штучних нейронних мереж**

Класифікація образів. Завдання полягає у вказівці приналежності вхідного образу (наприклад, мовного сигналу або рукописного символу), представленого вектором ознак, одному або декільком попередньо визначеним класам. До відомих додатків відносяться розпізнавання літер, розпізнавання мови, класифікація сигналу електрокардіограми, класифікація кліток крові.

Кластеризація / категоризація. При вирішенні задачі кластеризації, яка відома також як класифікація образів «без вчителя», відсутня навчальна вибірка з мітками класів. Алгоритм кластеризації заснований на подібності образів і

розміщує близькі образи в один кластер. Відомі випадки застосування кластеризації для отримання знань, стиснення даних і дослідження властивостей даних.

Апроксимація функцій. Припустимо, що є навчальна вибірка  $((x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_n, y_n))$  (пари даних вхід-вихід), яка генерується невідомою функцією  $y(x)$ , спотвореною шумом. Завдання апроксимації полягає в знаходженні оцінки невідомої функції  $y(x)$ . Апроксимація функцій необхідна при вирішенні чисельних інженерних і наукових задач моделювання.

Передбачення / прогноз. Нехай задані  $n$  дискретних відліків  $(y(t_1), y(t_2), \dots, y(t_n))$  в послідовні моменти часу  $t_1, t_2, \dots, t_n$ . Задача полягає в передбаченні значення  $y(t_{n+1})$  в деякий майбутній момент часу  $t_{n+1}$ . Передбачення / прогноз мають значний вплив на прийняття рішень в бізнесі, науці і техніці. Передбачення цін на фондовій біржі і прогноз погоди є типовими додатками техніки передбачення / прогнозу.

Оптимізація. Численні проблеми в математиці, статистиці, техніці, науці, медицині та економіці можуть розглядатися як проблеми оптимізації. Завданням алгоритму оптимізації є знаходження такого рішення, яке задовольняє системі обмежень і максимізує або мінімізує цільову функцію.

Керування. Розглянемо динамічну систему, задану сукупністю  $\{u(t), y(t)\}$ , де  $u(t)$  є вхідним керуючим впливом, а  $y(t)$  – виходом системи в момент часу  $t$ . У системах керування з еталонною моделлю метою керування є розрахунок такого вхідного впливу  $u(t)$ , при якому система слідує по бажаній траєкторії, що диктується еталонною моделлю.

Є два варіанти використання НМ у керуванні: схема прямого (безпосереднього) керування і схема непрямого керування. При цьому найчастіше в якості алгоритму навчання використовується алгоритм зворотного поширення помилки.

У схемі непрямого керування параметри об'єкта керування визначаються в кожен момент часу і потім використовуються для оцінки параметрів контролера.



Прикладом використання принципів непрямого керування може служити САК з ПД-регулятором і нейронною мережею в якості блоку автоналаштування, зображена на Рис. 5.6.

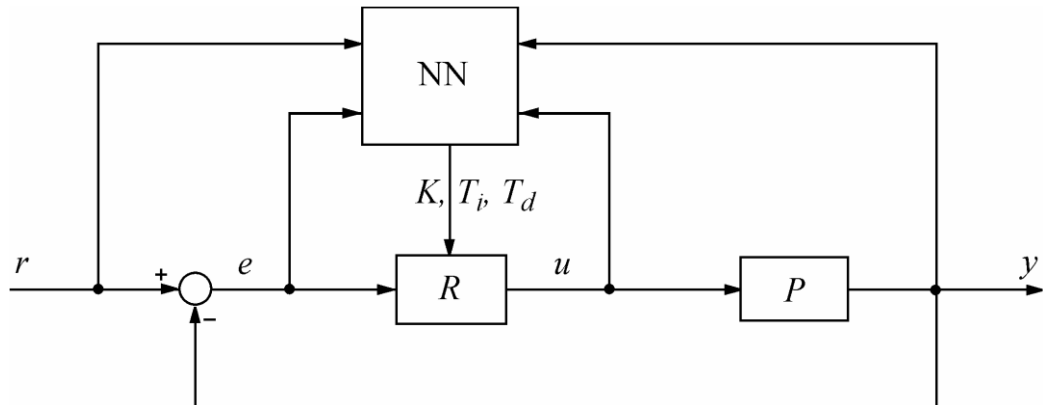


Рис. 5.5. Структура ПД-регулятора з блоком автоналаштування на базі нейронної мережі  $NN$

У схемі прямого керування параметри нейромережевого контролера регулюються таким чином, щоб зменшити безпосередньо помилку виходу  $e$  (рис. 5.6).

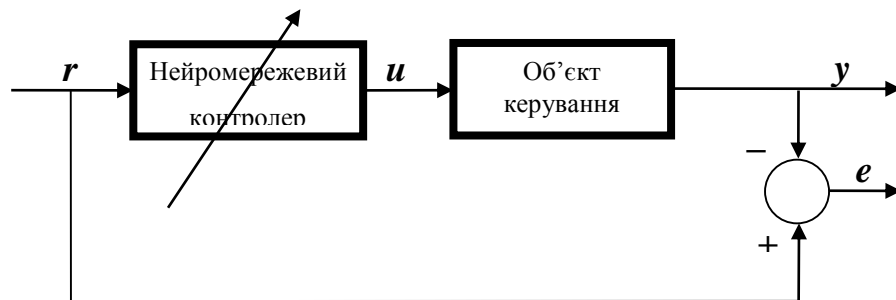


Рис. 5.6. Схема прямого керування

Існує безліч підходів до застосування ШНМ в САК за схемою прямого керування. Використання ШНМ дозволяє вирішувати задачу керування нелінійним об'єктом шляхом створення адаптивної САК з нейроконтролером, який навчається. САК з ШНМ можна класифікувати як адаптивні системи.

У порівнянні з традиційними, в системах керування з ШНМ відсутні обмеження на лінійність системи, вони ефективні в умовах шумів і після закінчення навчання забезпечують керування в реальному масштабі часу, вони

більш гнучко налаштовуються на реальні умови, утворюючи моделі повністю адекватні поставленому завданню.

Однак тривалість процесу навчання є основною перешкодою на шляху широкого використання методів нейронних мереж в САК. Іншими недоліками нейронних мереж є неможливість передбачення похибки регулювання для впливів, які не входили в набір навчальних сигналів, а також відсутність критеріїв вибору кількості нейронів в мережі, тривалості навчання, діапазону і кількості навчальних впливів.

### **Контрольні запитання та завдання до розділу 5**

1. Наведіть загальну структуру штучного нейрона.
2. На що впливає вибір функції активації нейрона?
3. Які є види архітектури штучних нейронних мереж?
4. Вкажіть основні парадигми навчання штучних нейронних мереж.
5. Наведіть типові задачі, які вирішуються за допомогою ШНМ.
6. Як використовуються ШНМ у керуванні?

## РОЗДІЛ 6. СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ З АДАПТИВНИМИ ВЛАСТИВОСТЯМИ

### 6.1. Визначення та класифікація адаптивних систем

Відомий ряд термінів, які були запропоновані для визначення систем, що пристосовуються до умов, які змінюються. Серед них такі як «управління з навчанням», «самооптимізація», «самоорганізація» [12; 31; 16]. Найбільш вдалим варто вважати термін адаптивне управління.

Автоматичні системи, у яких параметри, структура системи або керуючі впливи автоматично змінюються на основі поточної інформації з метою досягнення оптимального в якомусь сенсі стану системи при початковій невизначеності й умовах, що змінюються, називаються адаптивними.

Різниця між класичними регуляторами зі зворотнім зв'язком та адаптивними регуляторами в тому, що класичні використовують принцип зворотного зв'язку для компенсації невідомих збурень та станів об'єкта. Зворотний зв'язок фіксований та підсилює або якось змінює похибку  $\varepsilon = y_3 - y$  ( $y_3$  — задане значення вихідної величини об'єкта  $y$ ). Такий підхід у всіх ситуаціях. Основа адаптивної системи — зміна підходу до обробки похибки регулювання, тобто адаптація закону керування до невідомих умов та розширення області реальних випадків, коли може бути досягнуте високоякісне керування. Адаптацію можна розглядати як зворотній зв'язок високого рівня, де параметри регулятора змінюються в залежності від особливостей поведінки об'єкта.

Існує багато варіантів класифікації адаптивних систем керування [31; 45; 13] залежно від методів адаптації, структур систем, впливу на об'єкт, реалізації адаптивних властивостей. У роботі [3] запропонована класифікація адаптивних систем керування по підходам до формування механізму адаптації. Цей варіант класифікації наведений на рис. 6.1. Згідно цієї класифікації адаптивні системи,

засновані на евристичному підході, самоналаштовувальних регуляторів та системах з еталонною моделлю, являються трьома основними підходами до адаптивного керування. Окремо стоять системи зі змінною структурою.

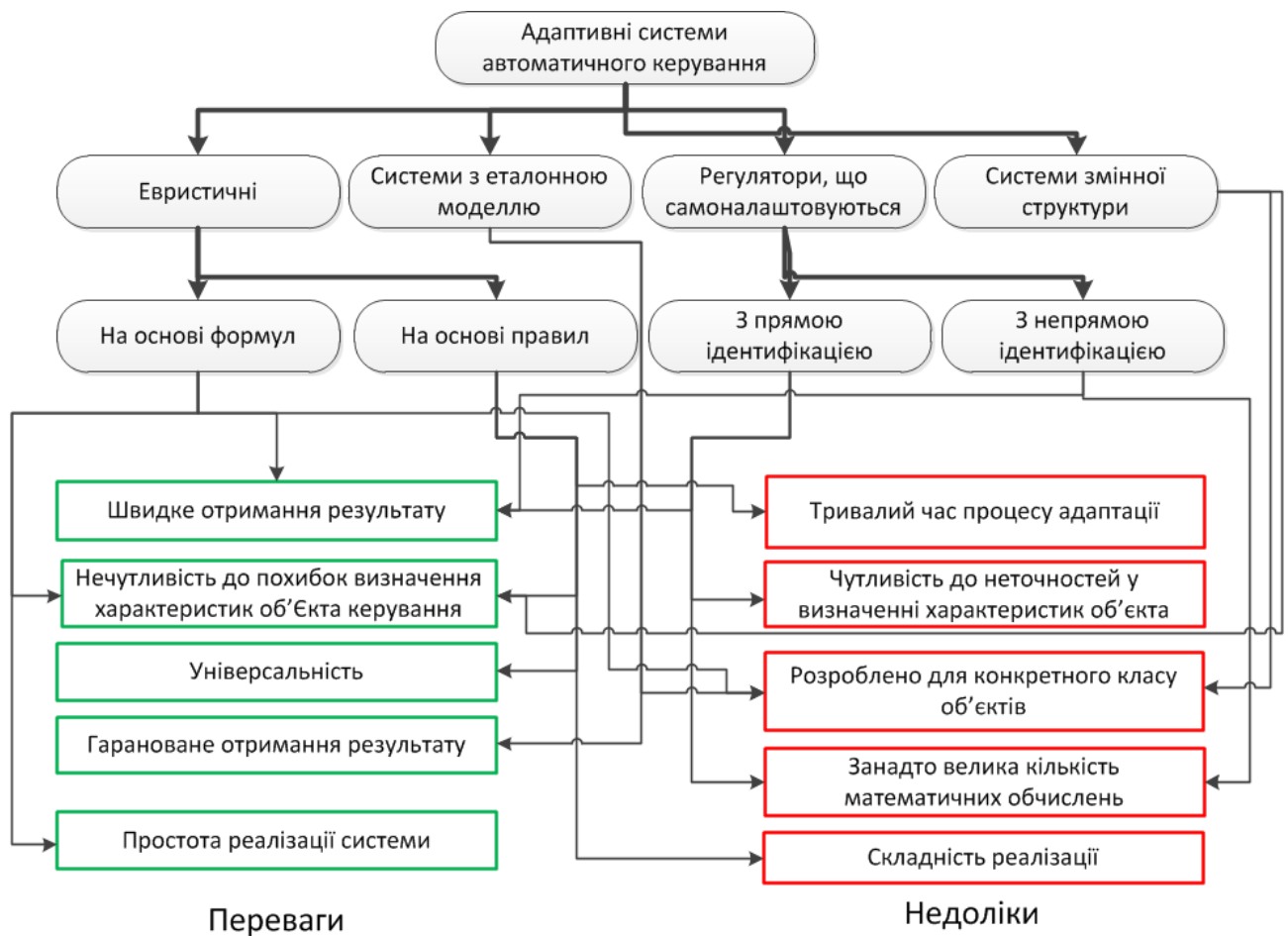


Рис.6.1. Класифікація адаптивних систем керування та їх особливості

Методи, які використовують евристичний підхід, забезпечують адаптивність прямою оцінкою вихідної змінної (або похибки регулювання) чи обраного для системи критерію якості. У системах, як використовують цей підхід, часто використовується цифровий ПІД регулятор. Подібні методи інколи можуть працювати навіть без ідентифікації елементів системи керування. При синтезі таких регуляторів намагаються оптимізувати критерій, який визначає якість технологічного процесу. Також цей підхід у практичних застосуваннях забезпечує грубість системи, однак велика кількість розрахунків та успішне використання лише у найпростіших випадках створює проблеми для повсюдного поширення. Метод оптимального параметричного синтезу є одним з варіантів

побудови евристичної системи. На основі аналізу динаміки об'єкта та заданих показників якості за допомогою пошукових алгоритмів знаходяться параметри регуляторів, що забезпечують оптимальний по заданому показнику якості перехідний процес. Прикладом успішного практичного застосування регуляторів подібного типу може слугувати регулятор Astrom і Hagglund [2].

Проблеми розробки адаптивних САК з еталонною моделлю широко висвітлені в наукових роботах [7; 5]. Загальний вигляд структури подібних систем показано на рис. 6.2.

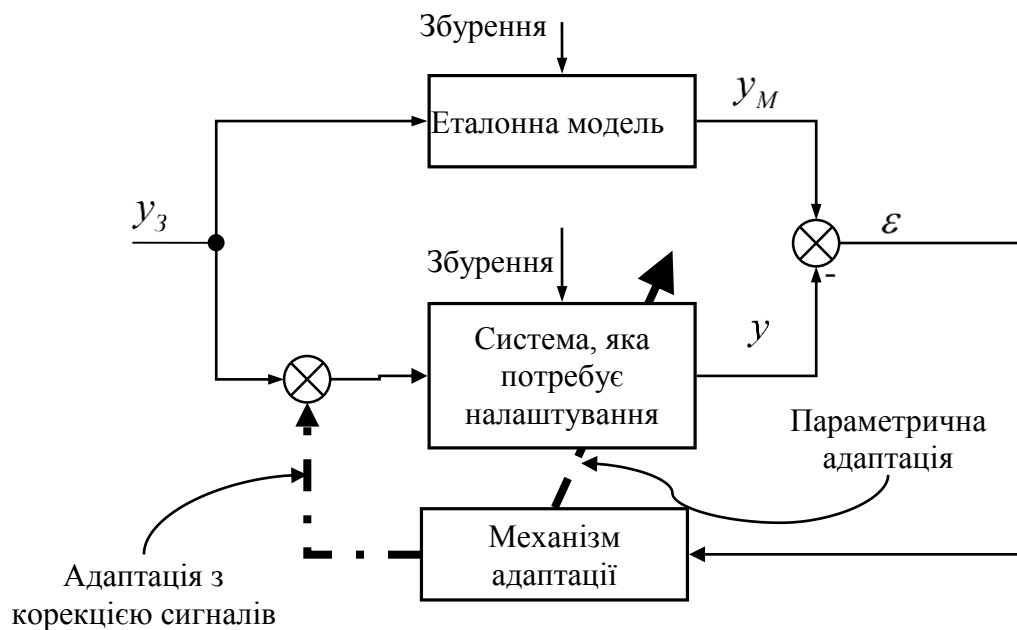


Рис.6.2. Адаптивна система керування з еталонною моделлю

Еталонна модель дає бажану реакцію  $y_M$  або бажаний вектор станів  $x_M$  на задане значення  $y_z$ .

Такий підхід заснований на визначенні різниці між виходом системи  $y$  та еталонної моделі  $y_M$ . Метою адаптації є наближення статичних та динамічних властивостей замкненої системи регулювання до властивостей моделі. Тому, фактично, адаптивна система порівнює властивості контуру регулювання з бажаними, формуючи при цьому похибку відповідності  $\varepsilon$ . Завданням відповідного механізму керування є зменшення похибки  $\varepsilon$  або похибок у векторі станів  $x$  між еталонною моделлю та системою, що налаштовується. Це

досягається налаштуванням параметрів системи або формуванням потрібного вхідного сигналу (тобто виходу регулятора).

Важливим є подвійний характер роботи такої системи, так як вона може використовуватися і для ідентифікації параметрів модельованого процесу і для досягнення необхідного режиму роботи системи. Обмеженням у використанні подібних систем є можливість їх застосування лише до детермінованих об'єктів.

Підхід з **самоналаштуванням** регуляторів базується на рекурентному визначенні характеристик системи та збурень і корекції розрахунків при спостереженні за можливими змінами роботи системи. Використовуючи ці відомості, можна обрати метод для побудови оптимальних регуляторів. Такі регулятори, що ідентифікують невідомі процеси, а потім синтезують управління (адаптивне керування з рекурсивною ідентифікацією) називаються регуляторами, що самоналаштовуються [3]. Розвиток цього напрямку почався з використанням у автоматизації цифрових технологій, зокрема цифрових регуляторів. Цифрові регулятори працюють з фіксованими періодами квантування  $T_0$ . Регулятор з таким періодом генерує набір значень керуючого сигналу  $\{u(k); k = 1, 2, \dots\}$  та отримує відомості про стан об'єкта (вихідна величина системи  $\{y(k); k = 1, 2, \dots\}$ ).

Задача налаштування таких систем складна через великі обсяги обчислень, похибки у визначенні характеристик елементів системи, впливи неконтрольованих та невимірюваних збурень тощо. Тому у більшості випадків використовують спрощення вимог до таких систем:

1. Вектор параметрів моделі  $\Theta$  вважається відомим для кожного кванту керування та дорівнює оцінці параметрів, знайдених на попередньому кроці роботи алгоритму, тобто  $\Theta = \hat{\Theta}(k-1)$ .
2. Розробка стратегії керування для підтримання заданого значення контрольованої величини базується на попередньому припущенні та потребує розрахунку виходу регулятора.

3. Отримуючи нове дискретне значення виходу системи  $y(k)$  (або вимірюваного збурення  $v(k)$ ) та знаючи величину виходу регулятора  $u(k)$ , проводиться наступний крок ідентифікації по рекурсивному алгоритму. Тобто, у загальному випадку, нова інформація про систему визначається по трьом складовим  $\{u(k), y(k), v(k)\}$  та коректує оцінку  $\hat{\Theta}(k-1)$ , після чого повторюється процедура пошуку оцінки  $\hat{\Theta}(k)$ .

Описаний підхід являє собою внутрішню алгоритмічну структуру регулятора, що самоналаштовується. Схематично ця структура зображена на рис. 6.3. На схемі виділені частини, що відповідають за ідентифікацію та власне керування, які пов'язані лише через оцінку параметрів моделі  $\hat{\Theta}(k)$ . Рекурсивна оцінка параметрів моделі об'єкта використовується для прогнозу значення  $\hat{y}(k)$  вихідної змінної  $y(k)$ . Регулююча частина алгоритму включає в себе блок визначення параметрів закону керування по аналізу оцінки  $\hat{\Theta}(k)$ . Ці параметри потім використовується для формування керуючого впливу  $u(k)$  в кожному період квантування.

У деяких регуляторах з самоналаштуванням процес ідентифікації використовується не для оцінювання моделі об'єкта, а прямо для пошуку оптимальних параметрів контуру регулювання. Такі регулятори використовують ідентифікацію в неявному вигляді. В той же час регулятори, що використовують оцінку параметрів моделі об'єкта для синтезу керуючого впливу, називаються регуляторами з явною ідентифікацією. У цьому випадку ключові параметри системи управління аналізуються у спеціальному блоці, який оцінює параметри моделі об'єкта по певному критерію.





про об'єкт. Для управління таким об'єктом в принципі необхідно використовувати адаптивні системи [47; 15; 38; 36; 21].

У переважній більшості випадків адаптація системи керування містить у собі процедуру ідентифікації об'єкта. Як правило, ідентифікація повинна проводитись з використанням активного експерименту, з введенням додаткових збурень (сигнальних, структурних, алгоритмічних тощо) [42; 33; 17]. Незважаючи на певні досягнення пасивної ідентифікації [48; 43] та розроблених на цьому підході методик, до подібних систем потрібно ставитись з обережністю через необхідність тривалого часу спостереження за об'єктом, необхідності врахування значно більшої у порівнянні з активним експериментом кількості даних та значному впливі неконтрольованих збурень на кінцевий результат [23; 41]. У вказаних системах обробка результатів проводиться пост-фактум і під наглядом досвідченого оператора, що зменшує ймовірність похибки.

Поширення набули методи налаштування регуляторів, що базуються на частотному вигляді моделей систем [20; 44]. Використовуючи відомий взаємозв'язок між коливальністю перехідних процесів і значенням резонансного піку модуля комплексної частотної характеристики системи, вимогу до заданої коливальності перехідної характеристики та періоду її коливань можна трансформувати у вимогу до значення резонансного піку і резонансної частоти. Відповідно, в процесі налаштування на вхід системи подаються синусоїдальні коливання від спеціального генератора. Однак, оскільки резонансна частота, звичайно, апіорі невідома, доводиться організовувати ітераційну процедуру, в процесі якої змінюються не лише налаштування регулятора, але і частота згенерованих коливань.

Значна кількість серійних промислових контролерів [8; 19; 28] адаптуються до характеристик об'єкта керування за допомогою частотної релейної ідентифікації. Процес розпочинається, коли в об'єкті відсутні перехідні процеси. ПД-регулятор на час експерименту вимикається, а на вхід об'єкту за допомогою реле подаються тестові сигнали, що призводять до появи коливань контрольованої змінної. Як тільки на виході системи встановлюються коливання

постійної амплітуди та частоти, отримані дані обробляються методами гармонічної лінеаризації, Циглера-Нікольса тощо, а результати встановлюються у ПІД-регулятор, що відразу включається у роботу. Іноді релейна ідентифікація є лише допоміжною, попередньою ланкою у налаштуванні системи і потребує додаткових уточнень параметрів налаштувань [28].

Технологія AssuTune фірми Honeywell [8] реалізує адаптивні регулятори шляхом попередньої ідентифікації у розімкненому контурі та подальшому налаштуванні параметрів згідно набору правил та формул. Регулятори є модифікованими ПІД-алгоритмами. Ідентифікація об'єкта відбувається по реакції на ступінчате збурення, при цьому вигляд моделі обирається по поведінці похідної керованої величини.

При налаштуванні двоконтурних систем регулювання (каскадних та з випереджаючим сигналом), на етапі ідентифікації об'єкта вдаються до різних змін структури існуючої системи регулювання, зокрема, розмикають зовнішній контур регулювання, подають додатковий сигнал на вхід регулятора, закорочують диференціатор [40; 29; 34]. Все це призводить до погіршення якості функціонування системи управління та спотворення динамічних характеристик досліджуваних об'єктів керування.

Задачу корекції якості керування в процесі експлуатації можна вирішити, використовуючи методи налаштування регуляторів по перехідних характеристиках замкненої системи [30; 35]. При цьому слід забезпечити сталість зовнішніх впливів на контур керування, стаціонарність системи, що не завжди можливо і може призвести до хибних результатів. Як правило, процедура налаштування є ітераційною.

У промисловості є досвід експлуатації експертних систем, прикладом яких є «EXACT Controller» фірми Foxboro [6], що може бути автоматично налаштований по вигляду перехідного процесу. Цей регулятор з можливостями автоналаштувань використовує підхід розпізнавання моделей, тобто користується знаннями про поведінку системи під час перехідного процесу. Принцип його роботи схожий на поведінку досвідченого оператора під час

налаштування системи. Для налаштування регулятор використовує три піки у перехідному процесі, по яких обраховує перерегулювання та недорегулювання. Однак звернення до експертних методів, як відомо, є виправданим тоді, коли відсутня можливість строго формалізованих методів. Якщо ж формальне рішення завдання існує, то використання замість нього експертного рішення неминуче призведе до гірших результатів [39].

Регулятор CyboCon [4] є прикладом практичного застосування нейронних мереж для потреб автоматизації процесів керування. Його алгоритм формує набір коефіцієнтів підсилення або вагових факторів, що потім використовуються як параметри закону керування. Він збільшує вагові фактори, які довели ефективність в мінімізації похибки. Вагові фактори оновлюються під час кожного інтервалу дискретизації, щоб включити ефекти від останньої дії по керуванню та недавні зміни у властивостях процесу.

Недоліками більшості серійних комерційних продуктів є недостатність інформації про роботи алгоритмів через комерційну закритість систем або складність реалізації на іншому обладнанні. Це – перешкода для впровадження подібних систем на електростанціях та енергоспоживаючих об'єктах, де частою вимогою є максимальне застосування вже існуючого парку пристроїв керування. У роботі [37] описана адаптивна система керування температурою первинної пари енергоблоку потужністю 800 МВт, побудована на основі каскадної схеми регулювання. Особливістю запропонованої системи є її каскадна побудова з двома ПІ-регуляторами, а не застосовувана, як правило, схема з регулятором та диференціатором. Настроювання проводиться послідовно по контурам. Параметри налаштування внутрішнього контуру встановлюються близькими до граничних через малу інерційність контуру. Параметри налаштування зовнішнього контуру шукаються за допомогою контуру адаптації. Адаптивний контур формує пробні гармонійні сигнали, що подаються як завдання для коригуючого регулятора. Обчислювальний комплекс за допомогою перетворювачів формує складові пробного гармонійного сигналу. Отримана

реакція системи аналізується для пошуку оптимальних налаштувань керування по запропонованій методиці.

### 6.3. Постановка задачі оптимізації системи керування

Вирішення задачі оптимального у певному сенсі функціонування системи керування включає в себе попередній опис декларованих цілей керування та апріорних відомостей про систему – її структуру, динаміку об'єкта та керуючих ланок, алгоритми роботи тощо. Метою адаптивної системи є забезпечення необхідних показників якості роботи системи в умовах існування невизначеностей, а в процесі її синтезу виявляються та реалізуються стратегії пошуку оптимальних керуючих впливів за рахунок підбору параметрів налаштувань регуляторів чи своєчасної модифікації структури системи. Ці поняття мають бути формалізовані у вигляді математичної постановки задачі.

Наприклад, математична постановка задачі оптимального параметричного синтезу може бути сформульована наступним чином (6.1 – 6.4):

$$I = \int_{t_n}^{t_k} f_0(\bar{x}, \bar{u}, \bar{g}, \bar{e}) \rightarrow \min_{\bar{k} \in V_k} - \text{критерій оптимізації}; \quad (6.1)$$

$$\dot{\bar{x}} = \bar{f}(\bar{x}, \bar{u}, \bar{b}) + W(t) - \text{модель об'єкта}; \quad (6.2)$$

$$\bar{u} = \bar{\psi}(\bar{x}, \bar{k}) - \text{вектор управління}; \quad (6.3)$$

$$\bar{u} \in V_u, \bar{x} \in V_x, \bar{k} \in V_k - \text{обмеження}. \quad (6.4)$$

де  $f_0(\bar{x}, \bar{u}, \bar{g}, \bar{e})$  - цільова функція, що відображає якість роботи системи,  $\bar{b}, \bar{g}$  – вектори параметрів об'єкта та вимірювального приладу;  $\bar{k}$  – вектор параметрів регуляторів;  $V_u, V_x, V_k$  – відкриті і закриті частини;  $W(t)$  – детерміноване збурення.

Розв'язання цієї задачі дає такі налаштування регуляторів САР, при яких буде досягатись мінімальне значення критерію оптимізації. Синтезована таким чином система – оптимальна.

Для оцінювання якості керування в числовій процедурі оптимізації часто використовується інтегральний критерій як реакція системи на одиничну ступінчасту дію по каналу регулюючого органу. До найбільш вживаних відносять лінійний інтеграл на інтервалі часу (6.5) перехідного процесу  $t_p = (t_\kappa - t_n)$

$$I = \int_{t_n}^{t_\kappa} e(t) dt, \quad (6.5)$$

що має аналітичний зв'язок з настроювальними параметрами типових регуляторів. Проте, з точки зору чисельних пошукових процедур, перевагу віддають інтегралу по модулю (6.6):

$$I = \int_{t_n}^{t_\kappa} |e(t)| dt, \quad (6.6)$$

оскільки він, на відміну від лінійного, має екстремальний характер, що робить процедуру пошуку оптимуму стійкою.

Лінійний інтегральний критерій є неприйнятним для оцінки коливальних процесів, оскільки в цих випадках може виявитися, що лінійний інтеграл буде мінімальним при великих знакозмінних відхиленнях регульованої величини. У зв'язку з цим для оцінки якості коливальних процесів застосовують квадратичний інтегральний критерій (6.7):

$$I = \int_{t_n}^{t_\kappa} (e(t))^2 dt. \quad (6.7)$$

Часто до підінтегрального виразу додають час, тоді лінійний та квадратичний критерії матимуть вигляд (6.8 – 6.9).

$$I = \int_{t_n}^{t_\kappa} |e(t)| t^i dt \rightarrow \min_K, \quad (6.8)$$

$$I = \int_{t_n}^{t_\kappa} (e(t))^2 t^i dt \rightarrow \min_K, \quad (6.9)$$

де  $i = 0, 1, 2, \dots$

Така структура критеріїв якості дозволяє надавати в оцінці перевагу нещодавнім значенням, зменшуючи ваговий вплив даним, отриманим раніше.

Складні системи автоматичного керування, наприклад, каскадна, потребують додаткового врахування допоміжних інформаційних та керуючих каналів, що може призвести до ускладнення формулювання критеріїв якості.

У каскадній структурній схемі системи керування (рис. 6.4) шляхом методу оптимального параметричного синтезу потрібно знайти допустимі для якості роботи системи параметри налаштувань як стабілізуючого, так і коректуючого регуляторів. При цьому динаміка внутрішнього контуру також важлива для функціонування об'єкта, що потрібно враховувати в показниках якості.

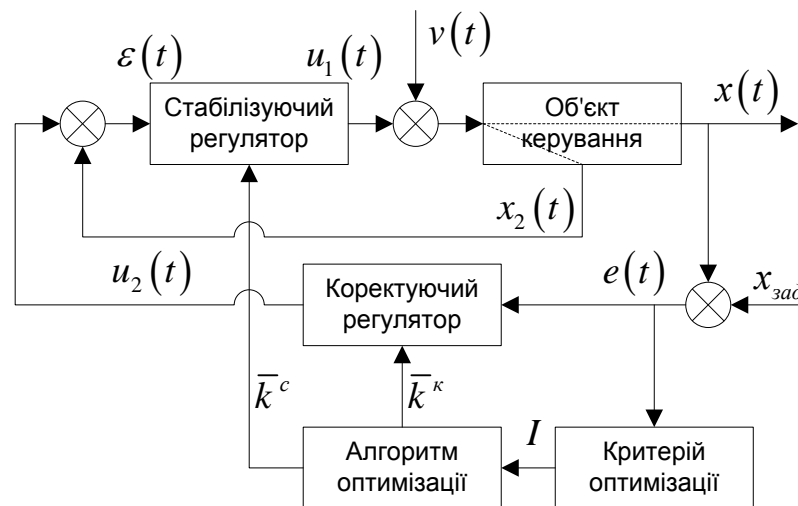


Рис 6.4. Структурна схема адаптивної каскадної системи керування

На рис. 6.4 прийняті позначення:

$x_{зад}$  – завдання;  $e(t)$ ,  $\varepsilon(t)$  – сигнали розбалансу;  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$  – сигнали управління;  $v(t)$  – сигнал збурення, прикладеного до об'єкта;  $x(t)$ ,  $x_2(t)$  – сигнал виходу системи та проміжний сигнал;  $I(t)$  – критерій оптимізації;  $\bar{k}^c$ ,  $\bar{k}^k$  – вектори налаштувань регуляторів.

Критерії якості керування у цьому випадку можуть мати різний вигляд, наприклад (6.10 - 6.14):

$$I = \int_{t_n}^{t_k} \left( \varepsilon_1(t) + \alpha \frac{d\varepsilon_1(t)}{dt} \right)^2 t^i dt, \quad (6.10)$$

$$I = \int_{t_n}^{t_k} \left( \varepsilon_1^2(t) + \alpha \left( \frac{d\varepsilon_1(t)}{dt} \right)^2 \right) t^i dt, \quad (6.11)$$

$$I = \int_{t_n}^{t_k} \left( \varepsilon_1^2(t) + \alpha \varepsilon_2(t)^2 \right) t^i dt, \quad (6.12)$$

$$I = \int_{t_n}^{t_k} \left( |\varepsilon_1(t)| t^{i_1} + \alpha \cdot |\varepsilon_2(t)| t^{i_2} \right) dt, \quad (6.13)$$

$$I = \int_{t_n}^{t_k} \left( \varepsilon_1^2(t) + \alpha_1 \cdot \varepsilon_2^2(t) + \alpha_2 \cdot \left( \frac{d\varepsilon_2(t)}{dt} \right)^2 \right) t^i dt, \quad (6.14)$$

де  $\varepsilon_1(t)$  – сигнал розбалансу, що поступає на коригуючий регулятор;  $\varepsilon_2(t)$  – сигнал розбалансу, що поступає на стабілізуючий регулятор;  $\alpha, \alpha_1, \alpha_2, i, i_1, i_2$  – параметри критеріїв якості.

Вибір критерію у кожному конкретному випадку потребує математичного моделювання через врахування особливостей самого об'єкта.

Процедуру оптимізації можна виконувати за допомогою методу оптимального параметричного синтезу (ОПС). Він призначений для пошуку оптимальних за обраним показником якості параметрів налаштувань регулюючих пристроїв в системі автоматичного керування. Відомі математичні методи аналізу та синтезу АСР технологічними об'єктами мають обмежену область застосування, так як призначені для розв'язання певного обмеженого класу задач.

Якщо система не задовольняє допущенню лінійності, відсутня достовірна інформація про її структуру, параметри то в такому випадку або аналітичні методи не можуть бути застосовані, або необхідно виконати спрощення, лінеаризацію.

Підхід, заснований на використанні параметричного оптимального синтезу, виявляється універсальним. Він може використовувати будь який опис

системи: лінійний, нелінійний, безперервний, дискретний, будь яку комбінацію диференціальних, різницевих, алгебраїчних або логічних рівнянь.

Метод параметричного синтезу дозволяє виконати синтез та аналіз як лінійних так і нелінійних систем для широкого класу об'єктів управління: одновимірних, багатовимірних, стаціонарних, нестаціонарних, квазістаціонарних, детермінованих та стохастичних.

Застосування МПС дає можливість проводити багатоваріантний аналіз проекрованої САК та обґрунтовано приймати рішення про вибір найбільш ефективних алгоритмів управління з широкого класу лінійних, логічних, функціонально-нелінійних, адаптивних еквівалентних адаптивним.

Загальний порядок оптимального параметричного синтезу САР з використанням генетичного алгоритму наступний:

- 1) визначення початкового вектору налаштувань регулятора за апіорною інформацією про об'єкт керування;
- 2) визначення структури та параметрів критерія оптимізації;
- 3) застосування процедури оптимізації з обраним алгоритмом.

## **6.4. Пошукові алгоритми в системах автоматичного керування**

### **6.4.1. Метод Хука-Дживса**

Пошук згідно цього методу складається із послідовності кроків пошуку для дослідження функції навколо базисної точки, з якої у випадку успіху робиться пошук за зразком.

Опис цієї процедури наведено нижче:

1. Вибрати початкову базисну точку  $b_1$  і крок довжиною  $h_j$  для кожної змінної  $x_j$ ,  $j=1,2,\dots,n$ . Довжина кроку може бути обрана однаковою для всіх змінних.
2. Досліджувати  $f(X)$  навколо базисної точки  $b_1$  з метою отримання даних про локальне поведіння функції  $f(X)$ . Ці дані будуть використовуватися для знаходження потрібного напрямку пошуку за зразком, за допомогою якого



можна сподіватися досягти більшого спадання функції. *Пошук, що досліджує, навколо базисної точки  $b_1$  виконується таким чином:*

- 2.1. Обчислити значення функції  $f(b_1)$  у базисній точці  $b_1$ .
- 2.2. Кожна змінна по черзі змінюється додаванням довжини кроку. Таким чином, ми обчислюємо значення функції  $f(b_1 + h_1 e_1)$ , де  $e_1$  – одиничний вектор у напрямку осі  $x_1$ . Якщо це призводить до зменшення значення функції, то  $b_1$  замінюється на  $b_1 + h_1 e_1$ . У протилежному випадку обчислюємо значення функції  $f(b_1 - h_1 e_1)$ , і якщо її значення зменшується, то  $b_1$  замінюємо на  $(b_1 - h_1 e_1)$ . Якщо жоден із виконаних кроків не призводить до зменшення значення функції, то точка  $b_1$  залишається незмінною і розглядаються зміни в напрямку осі  $x_2$ , тобто знаходиться значення функції  $f(b_1 + h_2 e_2)$  та ін. Коли будуть розглянуті всі  $n$  змінних, ми будемо мати нову базисну точку  $b_2$ .
- 2.3. Якщо  $b_2 = b_1$ , тобто зменшення функції не було досягнуто, то дослідження повторюється навколо тієї ж базисної точки  $b_1$ , але із зменшеною довжиною кроку. На практиці задовільним є зменшення кроку (кроків) у десять разів від початкової довжини.
- 2.4. Якщо  $b_2 \neq b_1$ , то виконується *пошук за зразком*.
3. При пошуку за зразком використовується інформація, отримана в процесі дослідження, і мінімізація функції здійснюється пошуком у напрямку, заданому зразком. Ця процедура виконується в такий спосіб:
  - 3.1. Розумно рухатися із базисної точки  $b_2$  у напрямку  $(b_2 - b_1)$ , оскільки пошук у цьому напрямку вже привів до зменшення значення функції. Тому обчислимо функцію в точці зразку:  $P_1 = b_1 + 2(b_2 - b_1)$ . У загальному випадку:  $P_i = b_i + 2(b_{i+1} - b_i)$ .
  - 3.2. Потім дослідження варто продовжувати навколо точки  $P_1$  ( $P_i$ ).
  - 3.3. Якщо найменше значення на кроці С.2) менше значення в базисній точці  $b_2$  (у загальному випадку  $b_{i+1}$ ), то отримують нову базисну точку  $b_3$  (у загальному випадку  $b_{i+2}$ ), після чого варто повторити крок С.1). У

протилежному випадку не робити пошук за зразком із точки  $b_2$  ( $b_{i+1}$ ), а продовжити дослідження в точці  $b_2$  ( $b_{i+1}$ ).

- 3.4. Завершити цей процес, коли довжина кроку (довжини кроків) буде зменшена до заданого малого значення.

#### Приклад. Розв'язок задачі оптимального параметричного синтезу регулятора методом Хука-Дживса

Однією із важливих задач оптимізації в теорії управління є задача оптимального параметричного синтезу регулятора. Цю задачу можна розв'язати методами моделювання і оптимізації для регуляторів різноманітної структури, а також для різноманітних об'єктів керування – лінійних, із запізненням, нелінійних та ін.

Структурна схема методу моделювання та оптимізації одноконтурної САР (системи автоматичного регулювання) зображена на рис. 6.5 **рис. 6.** Необхідно визначити параметри динамічного налаштування пропорційно-інтегрального регулятора для відпрацювання заданого сигналу при наявності обмежень на керування.

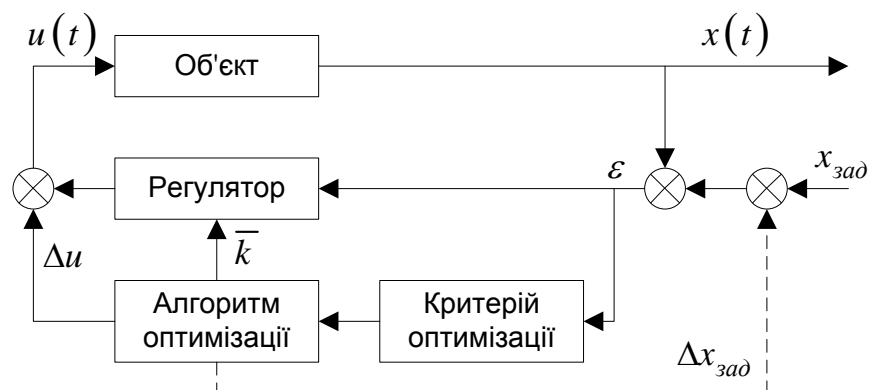


Рис. 6.5. Структурна схема метода моделювання та оптимізації одноконтурної САР

Моделюючи процес, знаходимо сигнал розбалансу  $e(t)$  і використовуємо його для знаходження інтегрального критерію оптимізації. Математична

постановка задачі оптимального параметричного синтезу АСР за інтегральним критерієм:

Передаточна функція об'єкту: 
$$W_{об} = \frac{Y(p)}{U(p)} = \frac{2 \cdot e^{-30 \cdot p}}{100 \cdot p + 1}.$$

Інтегральний критерій має вигляд: 
$$I = \int_{t_n}^{t_k} e^2 \cdot t^\alpha \cdot dt \rightarrow \min_{K_p, T_u}.$$

Передаточна функція регулятора: 
$$W_p = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_u \cdot p} \right), \quad \bar{k} = \left[ \frac{K_p}{T_u} \right].$$

Обмеження на керування: 
$$u_{\min} \leq u \leq u_{\max}.$$

Процедура оптимізації виконується з використанням алгоритму Хука-Дживса.

Для знаходження значень  $K_p$  і  $T_u$  методом Хука-Дживса подається збурення  $\Delta x_{зад}$ . Сигнал розбалансу поступає на блок, що обчислює критерій оптимізації та передає одержану величину на блок, що реалізує алгоритм оптимізації. Останній коректує параметри налаштування регулятора,  $\bar{k}$ . Потім подається нове збурення і дії повторюються. Оптимізація продовжується доти, доки зміна значення критерію оптимальності не стає меншою за задану точність, тобто  $|I^{(k)} - I^{(k-1)}| < \varepsilon$ , що свідчить про досягнення екстремуму.

Процес пошуку оптимальних налаштувань регулятора методом Хука-Дживса можна реалізувати програмно. Початкові значення параметрів налаштування регулятора одержані експрес-методикою:  $K_p = 1.17$ ,  $T_u = 70c$ . Кінцеві значення, після восьми кроків оптимізації, становлять:  $K_p = 0.87$ ,  $T_u = 105c$ . За вісім пошукових кроків значення критерію якості знизилось від 1,7804 до 0,3082.

#### 6.4.2. Оптимізація за допомогою генетичних алгоритмів

Для звичайних одноконтурних систем автоматичного регулювання з лінійними регуляторами задачі параметричної оптимізації, як правило,

являються однокстремальними. Для складних багатоконтурних систем управління характерно, поряд з глобальним, наявність великої кількості локальних екстремумів. Крім того, локальні екстремуми з'являються і при введенні обмежень на простір пошуку.

Задача налаштування складних схем САР поєднана з багатоекстремальністю цільової функції. Саме багатоекстремальність цільової функції є негативним фактором, адже результатом параметричної оптимізації може бути довільний екстремум. Тому для вирішення даної проблеми потрібна спеціальна методика по знаходженню глобального екстремуму або метод оптимізації, здатний знайти глобальний екстремум.

Ідея генетичних алгоритмів взята із теорії Дарвіна про еволюцію. Створюються види (рішення), які схрещуються між собою, мутують, найгірші вмирають (фільтруються). Суть алгоритму в тому, що спочатку маємо набір довільних видів. Кожен вид містить в собі набір хромосом (змінних, значення яких потрібно знайти), які і потрібно розрахувати. Спочатку маємо в популяції види, у яких всі хромосоми випадкові. Після цього відбувається схрещування видів і, можливо, мутація. Далі відбираються найкращі види (у яких мінімальна цільова функція), а найгірші (з максимальними цільовими функціями і з хромосомами, які не попадають в заданий інтервал) видаляють із популяції. На наступній ітерації схрещування, мутація і відбір повторюються. Завдяки цьому постійно залишаються тільки ті, у яких цільова функція близька до мінімуму. І так повторюється до тих пір, поки не буде знайдено рішення, яке задовольняє з точки зору похибки. Часто алгоритм зупиняють, якщо на протязі заданого числа поколінь (ітерацій) не вдається знайти ще кращий вид, чим той, що маємо.

Генетичні алгоритми мають наступні переваги:

1. ГА не потребують ніякої інформації про поведінку функції (наприклад, неперервність).
2. Розриви, які існують на поверхні відклику, мають незначний ефект на повну ефективність оптимізації.
3. ГА відносно стійкий до попадання в локальні оптимуми.

4. ГА придатний для рішення крупномасштабних проблем оптимізації.
5. ГА можуть бути використані для широкого класу задач.
6. ГА прості в реалізації.

У той же час існує ряд труднощів в практичному використанні ГА, а саме:

1. З допомогою ГА проблематично знайти точний глобальний оптимум.
2. ГА неефективно використовувати у випадку оптимізації функції, що потребує значного часу на обчислення.
3. ГА непросто змодельовати для знаходження всіх рішень задачі.
4. ГА важко використовувати для ізольованих функцій. Ізольованість («пошук голки в копиці сіна») – проблема для будь-якого метода оптимізації, оскільки функція не представляє ніякої інформації, що підказує, в якій області шукати максимум. Лише випадкове попадання особи в глобальний екстремум може вирішити задачу.

На сьогодні ГА використовують для рішення таких задач:

1. Пошук глобального екстремуму багатопараметричної функції.
2. Апроксимація функції.
3. Задачі пошуку найкоротшого шляху (задача комівояжера).
4. Налаштування штучної нейронної мережі.

#### Приклад. Глобальний екстремум багатопараметричної багатоекстремальної функції

Для перевірки роботи генетичного алгоритму в якості тестової функції взяли двопараметричну багатоекстремальну функцію, яка має наступний вигляд

$$f(x, y) = (15 \cdot x \cdot y \cdot (1 - x) \cdot (1 - y) \cdot \sin(9 \cdot \pi \cdot x) \cdot \sin(9 \cdot \pi \cdot y))^2.$$

Графік даної тестової функції зображено у вигляді поверхні на рис 6.6.

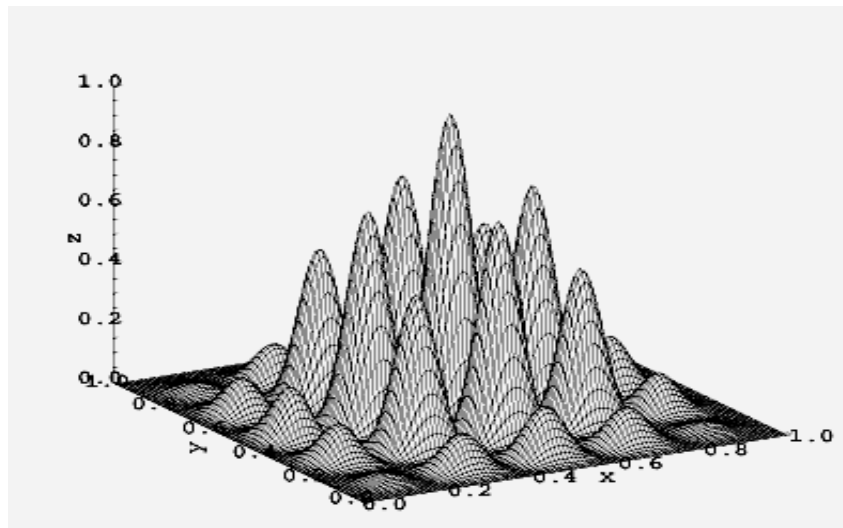


Рис.6.6. Графік багатопараметричної багатоекстремальної функції

Оптимальним рішенням для даного випадку буде значення  $f(x, y)$  при  $x = 0.5, y = 0.5$ . Тобто значення, яке відповідає найвищому з піків. Ми обрали цей приклад для того, щоб продемонструвати той факт, що генетичний алгоритм не буде збитий з пантелику локальними максимумами функції, які оточують найкраще рішення і явно спостерігаються на графіку.

Для даного тестування використано розроблене програмне забезпечення, в якому програмна реалізація самого генетичного алгоритму належить Баррі Лепторну (Barry Lapthorn).

Для пошуку глобального екстремуму функції, відповідно до особливостей генетичного алгоритму, задані наступні величини:

1. Коефіцієнт схрещення – 0.8.
2. Коефіцієнт мутації – 0.05.
3. Розмір популяції – 100.
4. Число поколінь – 2000.

Генетичний алгоритм запрограмовано таким чином:

1. Створюється нова популяція (100 пар значень  $x, y$ ).
2. Вибираються два індивідуума із популяції, відсортованої по результатам, що представляють найкращі рішення ( $x_1, y_1$  і  $x_2, y_2$ ).
3. Схрещуються два індивідуума для отримання нащадків.

4. Якщо число нащадків не достатнє для створення нової популяції, то перейти до кроку 2.
5. Замінити стару популяцію новою.
6. Якщо число поколінь не досягнуло заданої величини, то перейти до кроку 2.
7. Кінець.

При виборі індивідуумів для розмноження використовується так званий метод колеса рулетки: більш вдалі рішення мають велику пропорцію «колеса» і відповідно велику ймовірність бути обраними.

Розглянемо коротко операції генетичного алгоритму.

Схрещування (crossover) по суті бере два геноми, ділить кожний з них на дві частини в певному місці і міняє місцями ці частини між геномами (рис. 6.7).

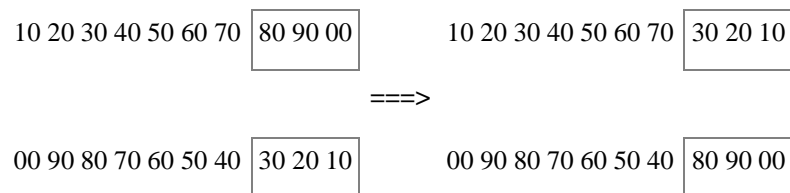


Рис. 6.7. Схема схрещування

Розподіл відбувається на випадково вибраній позиції по всій довжині геному і лише в тому випадку, якщо тест на ймовірність був пройдений успішно. Зазвичай ймовірність встановлюється досить високою, що в принципі, відображає події, які відбуваються в природі.

Мутація (mutation), на відміну від схрещування, трапляється значно рідше, тому що ймовірність цієї події повинна бути досить низькою (менше 5%). Кожен ген із складу геному перевіряється на можливість мутації і, якщо це сталося, замінюється випадковим числом (рис. 6.8).

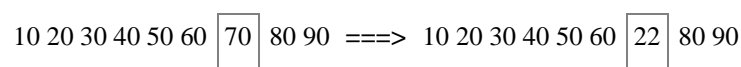


Рис. 6.8. Схема мутації

У результаті дослідження роботи генетичного алгоритму на тестовій функції (5.1) було встановлено, що через 250 поколінь (кроків алгоритму) отримуємо рішення, яке надзвичайно близьке до ідеального (в четвертому знаці наближення) і дорівнює  $(x, y) = (0.499979, 0.499997)$ .

#### 6.4.3. Параметрична оптимізація з використанням нечіткої логіки

Розглянемо варіант оптимізації ПІ-регулятора одноконтурної САР по параметру коефіцієнта підсилення, використовуючи fuzzy-підхід в процедурі налаштування.

Запропонована стратегія вирішення, що полягає в нечіткій корекції коефіцієнта передачі, працює у комбінації з пошуковою оптимізацією інтегрального критерію за часом інтегрування.

Математична постановка задачі параметричної оптимізації має вигляд:

$$I = \int_{\alpha_H}^{\alpha_K} |\varepsilon| dt \rightarrow \min_{T_u},$$

$$T_{об} \cdot \dot{y}(t) + y(t) = k_{об} \cdot u(t - \tau), \quad u(t) = k_p \cdot (\varepsilon(t) + \frac{1}{T_u} \int \varepsilon(t) dt).$$

$$\text{Обмеження: } \delta_{\min} \leq \delta \leq \delta_{\max},$$

де  $y(t)$  – вихід об'єкта,  $T_{об}$  – постійна часу об'єкта,  $k_{об}$  – коефіцієнт передачі об'єкта,  $\tau$  – транспортне запізнення об'єкта,  $u(t)$  – управління,  $\varepsilon(t) = y_{зад} - y(t)$ , – сигнал неузгодженості,  $k_p$  і  $T_u$  – параметри настроювання регулятора,  $y_{зад}$  – завдання регулятору,  $\delta$  – динамічна помилка.

Спочатку процесу корекції здійснюється визначення нового значення коефіцієнта підсилення регулятора  $k_p^{(n+1)}$  по формулі:

$$k_p^{(n+1)} = \gamma_p \cdot k_p^{(n)},$$

де  $\gamma_p$  – коефіцієнт корекції,  $n$  – номер кроку корекції  $k_p$ .

Нечітка корекція коефіцієнта підсилення  $k_p$  виконується з використанням алгоритму логічного виводу Mamdani. Для цього діапазон можливої зміни



динамічної помилки  $\delta$  ( $\delta \in [0; \delta_{\max}]$ ) розбитий на три нечітких підмножини. Для динамічної помилки  $\delta$  обрані функції приналежності трикутної форми. Формули і графіки цих функцій наведені в таблиці 6.1 і на рис. 6.9 відповідно. Змінна  $\delta$  «мала», якщо вона менше, ніж  $\delta_1$ , «середня», якщо її значення знаходиться в діапазоні  $[\delta_2; \delta_3]$ , «більша», якщо її значення знаходиться в діапазоні  $[\delta_4; \delta_{\max}]$ .

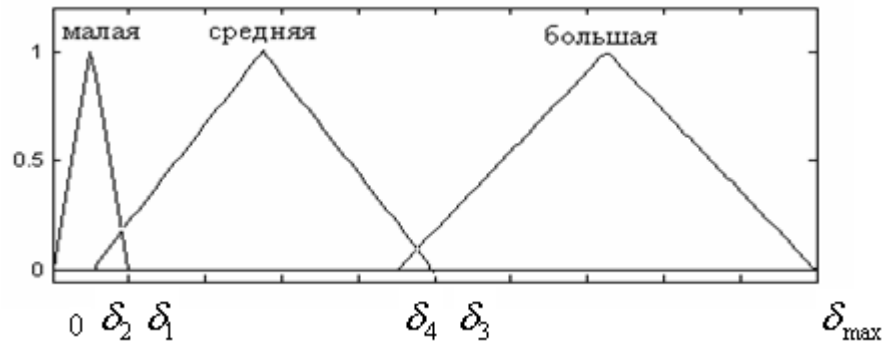


Рис. 6.9. Функції приналежності динамічної помилки  $\delta$

Таблиця 6.1. Нечіткі підмножини динамічної помилки  $\delta$

Нечітка підмножина	Функції приналежності
Динамічна помилка «мала»	$\text{trimf}(x, 0, \frac{\delta_1}{2}, \delta_1) = \max \left( \min \left( \frac{x+0}{\frac{\delta_1}{2}+0}, \frac{\delta_1-x}{\delta_1-\frac{\delta_1}{2}} \right), 0 \right)$
Динамічна помилка «середня»	$\text{trimf}(x, \delta_2, \frac{(\delta_2+\delta_3)}{2}, \delta_3) = \max \left( \min \left( \frac{x-\delta_2}{\frac{(\delta_2+\delta_3)}{2}-\delta_2}, \frac{\delta_3-x}{\delta_3-\frac{(\delta_2+\delta_3)}{2}} \right), 0 \right)$
Динамічна помилка «більша»	$\text{trimf}(x, \delta_4, \frac{(\delta_4+\delta_{\max})}{2}, \delta_{\max}) = \max \left( \min \left( \frac{x-\delta_4}{\frac{(\delta_4+\delta_{\max})}{2}-\delta_{\max}}, \frac{\delta_{\max}-x}{\delta_{\max}-\frac{(\delta_4+\delta_{\max})}{2}} \right), 0 \right)$

Аналогічно для коефіцієнта корекції  $\gamma_p$  визначений діапазон можливої зміни ( $\gamma_p \in (0; \gamma_{p_{\max}}]$ ) і визначені функції приналежності. Формули й графіки цих функцій наведені в таблиці 6.2 і на рис. 6.10 відповідно. Значення величини коефіцієнта корекції  $\gamma_p$  вважається «малим» якщо воно знаходиться в діапазоні

$(0; \gamma_{p_1}]$ , «середнім» якщо воно знаходиться в діапазоні  $[\gamma_{p_2}; \gamma_{p_3}]$  й «більшим» – якщо його значення знаходиться в діапазоні  $[\gamma_{p_4}; \gamma_{p_{\max}}]$ . Для величини  $\gamma_p$  також були обрані функції приналежності трикутної форми.

Таблиця 6.2. Нечіткі підмножини коефіцієнта корекції  $\gamma_p$

Нечітка підмножина	Функції приналежності
$\gamma_p$ «малий»	$\text{trimf}(x, 0, \gamma_{p_1}/2, \gamma_{p_1}) = \max \left( \min \left( \frac{x-0}{\gamma_{p_1}/2-0}, \frac{\gamma_{p_1}-x}{\gamma_{p_1}-\gamma_{p_1}/2} \right), 0 \right)$
$\gamma_p$ «середній»	$\text{trimf}(x, \gamma_{p_2}, \gamma_{p_2} + \gamma_{p_3}/2, \gamma_{p_3}) = \max \left( \min \left( \frac{x-\gamma_{p_2}}{\gamma_{p_2} + \gamma_{p_3}/2 - \gamma_{p_2}}, \frac{\gamma_{p_3}-x}{\gamma_{p_3} - \gamma_{p_2} + \gamma_{p_3}/2} \right), 0 \right)$
$\gamma_p$ «великий»	$\text{trimf}(x, \gamma_{p_4}, (\gamma_{p_4} + \gamma_{p_{\max}})/2, \gamma_{p_{\max}}) = \max \left( \min \left( \frac{x-\gamma_{p_4}}{(\gamma_{p_4} + \gamma_{p_{\max}})/2 - \gamma_{p_4}}, \frac{\gamma_{p_{\max}}-x}{\gamma_{p_{\max}} - (\gamma_{p_4} + \gamma_{p_{\max}})/2} \right), 0 \right)$

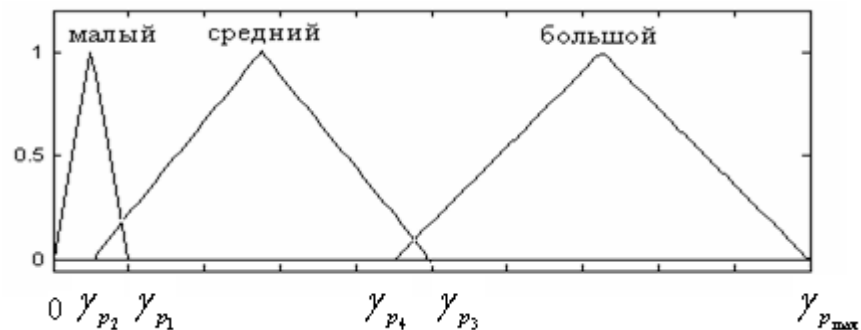


Рис. 6.10. Функції приналежності коефіцієнта корекції  $\gamma_p$

Для виконання нечіткого виводу сформульований наступний набір правил, що зв'язує динамічну помилку  $\delta$  й коефіцієнта корекції  $\gamma_p$ :

- 1 Якщо  $\delta$  «мала», то  $\gamma_p$  -«високий»;
- 2 Якщо  $\delta$  «середня», то  $\gamma_p$  -«середній»;
- 3 Якщо  $\delta$  «більша», то  $\gamma_p$  -«малий».

Після виконання корекції коефіцієнта підсилення  $k_p$  здійснюється параметрична оптимізація інтегрального критерію  $I$ . Для вирішення цієї задачі при фіксованому  $k_p$ , застосовується метод координатного спуска.

Запропонований алгоритм представлений нижче.

Крок 1. Введення  $A$ ,  $I^{(0)}$ .

Крок 2.  $h^{(0)} = A$ ,  $k=0$ ,  $p=0$ .

Крок 3.  $k=k+1$ ,  $T_u^{(k)} = T_u^{(k-1)} + h^{(p)}$ .

Крок 4. Обчислення  $I^{(k)}$  при  $T_u^{(k)}$ .

Крок 5. Якщо  $I^{(k)} < I^{(k-1)}$ , то перехід на крок 3, інакше перехід на крок 6.

Крок 6.  $m=k$ ,  $T_u^{(m)} = T_u^{(m-1)} - h^{(p)}$ .

Крок 7. Обчислення  $I^{(m)}$  при  $T_u^{(m)}$ .

Крок 8. Якщо  $I^{(m)} < I^{(m-1)}$ , то перехід на крок 6, інакше перехід на крок 9.

Крок 9. Якщо  $h^{(p)} > \vartheta$ , то перехід на крок 10, інакше – завершення процесу оптимізації.

Крок 10.  $p=p+1$ ,  $h^{(p)} = \beta \cdot h^{(p-1)}$ .

Крок 11. Перехід на крок 3.

де  $h$  – величина приросту часу інтегрування  $T_u$ ,  $\vartheta$  – задане мінімальне значення приросту  $h$ ,  $\beta$  – коефіцієнт корекції величини зміни  $h$ ,  $A$  – задане початкове значення величини приросту  $h$ ,  $k$ ,  $m$ ,  $p$  – лічильники ітерацій. Значення коефіцієнта  $A$  вибирається згідно табл. 6.3.

Таблиця 6.3. Значення  $A$  в залежності від  $T_{об}$

$T_{об}$ , сек	$A$
$0 \div 10$	1
$10 \div 100$	10
$100 \div 1000$	100

Знайдене значення  $T_u$ , при якому досягається мінімум критерію  $I$ , використається для визначення нового початкового значення коефіцієнта

підсилення регулятора  $k_p^{(0)}$  для уточнення за допомогою нечіткого алгоритму корекції. Далі аналогічно описаним діям здійснюється почергове підстроювання коефіцієнта підсилення регулятора  $k_p$  і часу інтегрування  $T_u$  доти, поки в результаті почергової корекції значення часу інтегрування  $T_u$  в результаті оптимізації не відрізняється від значення цього часу знайденого на попередньому кроці оптимізації.

### **Контрольні запитання та завдання до розділу 6**

1. Наведіть визначення адаптивної системи автоматичного керування.
2. Які є класифікації САК з адаптивними властивостями?
3. Розкажіть про параметрично та функціонально оптимальні адаптивні САК, ознаки та принцип їх роботи.
4. Дайте визначення поняття та опишіть евристичні адаптивні САК.
5. Який принцип дії систем з регуляторами, що само налаштовуються?
6. Розкажіть про пошукові та безпошукові адаптивні системи автоматичного керування.
7. Як застосовується ідентифікація в задачах адаптації САК?
8. Як описати критерії якості та постановку задачі синтезу адаптивних систем?
9. Наведіть приклади, межі та особливості використання адаптивних САК в промисловості.
10. У чому суть методу оптимального параметричного синтезу?
11. Розкрийте методи пошукової оптимізації параметрів налаштування САК.
12. Поясніть особливості генетичних алгоритмів пошуку оптимальних параметрів САК.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Astrom K. J. Advanced PID Control / K. J. Astrom, T. Hagglund. – Instrumentation, Systems, and Automation Society, USA, 2006. – 250 p.
2. *Astrom K. J.* PID Controllers: Theory, Design and Tuning. 2nd Edition / K. J. Astrom, T. Hagglund. – Research Triangle Park, North Carolina : Instrument Society of America, 1995. – 374 p.
3. *Bobal V.* Digital self-tuning controllers. / V. Bobal, J. Bohm, J. Fessl, J. Machacek. – London : Springer-Verlag, 2005. – 317 p.
4. *Cheng G. S.* MFA in Control with CyboCon. CyboSoft / G. S. Cheng — General Cybernation Group Inc., Rancho Cordova, CA, 2000. – 420 p.
5. *Ioannou P. A.* Robust Adaptive Control / P. A. Ioannou. — Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall, 1996. – 540 p.
6. *Kraus T. W.* Self-tuning PID controller uses pattern recognition approach / T. W. Kraus, T. J. Myron // Control Engineering. — 1984. — vol. June. — pp. 106-111.
7. *Landau I. D.* Adaptive Control – the Model Reference Approach / I. D. Landau. – New York: Marsel Dekker, 1979. – 420 p.
8. *Leva A.* Hands-on PID autotuning: a guide to better utilization. IFAC Professional Brief / A. Leva , C. Cox, A. Ruano – Режим доступу : \www/ URL: [https://www.ifac-control.org/publications/list-of-professional-briefs/pb\\_final\\_levacoxruano.pdf/view](https://www.ifac-control.org/publications/list-of-professional-briefs/pb_final_levacoxruano.pdf/view).
9. *Morari M.* Robust Process Control / M. Morari, E. Zafiriou. – New Jersey: Prentice Hall-Englewood Cliffs, 1989. – 479 p.
10. *Rivera D. E.* Internal model control 4: PID controller design / D. E. Rivera, S. Skogestad, M. Morari // Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev. – 1986. – № 25(1). – P. 252-265.
11. *Youla D. C.* Modern wiener-hopf design of optimal controllers – Part I. The Single Input-Output Case / D. C. Youla, J. J. Bongiorno, H. A. Jabr // IEEE Trans. Autom. Control. – 1976. – P. 3-13.

12. *Александров А. Г.* Оптимальные и адаптивные системы. / А. Г. Александров — М. : Высш. шк., 1989. — 263 с.
13. *Антонов В. Н.* Адаптивные системы автоматического управления. / В. Н. Антонов; под ред. проф. В. Б. Яковлева. — Л. : Изд-во Ленингр. ун-та, 1984. — 204 с.
14. *Бессекерский В. А.* Теория систем автоматического регулирования / В. А. Бессекерский, Е. П. Попов. — М. : Наука, 1975. — 340 с.
15. *Богатенков С. А.* Принципы и методология информационно-измерительных систем на ТЭС и других предприятиях / С. А. Богатенков // Промышленная энергетика. — 1998. — № 1. — С. 3—34.
16. *Воронов А. А.* Теория автоматического управления. Теория нелинейных и специальных систем автоматического управления. / А. А. Воронов — М. : Высш. шк., 1986. — 504 с.
17. *Горбачевский В. В.* Вопросы повышения экономичности работы энергоблоков большой мощности / В. В. Горбачевский, А. В. Судаков, А. И. Левченко // Энергетика и электрификация. — 1999. — №2. — С. 1—5.
18. *Демченко, В. А.* Автоматизация и моделирование технологических процессов АЭС и ТЭС / В. А. Демченко. — Одесса : Астропринт, 2001. — 308 с.
19. *Денисенко В. В.* Компьютерное управление технологическим процессом, экспериментом, оборудованием / В. В. Денисенко — М. : Горячая линия — Телеком, 2008. — 608 с.
20. *Дуэль М. А.* Учёт особенностей блоков ТЭС и АЭС как объектов управления при создании АСУ энергоблоками / М. А. Дуэль // Энергетика и электрификация. — 1999. — № 7. — С. 20—25.
21. *Емельянов С. В.* Теория систем с переменной структурой / С. В. Емельянов, В. И. Уткин, В. А. Таран и др.; под ред. С. В. Емельянова. — М. : Наука, 1970.
22. *Еремин Е. Л.* Адаптивное и робастное управление объектами теплоэнергетики / Е. Л. Еремин, Д. А. Теличко — Благовещенск : Амурский гос. ун-т, 2009. — 228 с.

23. *Ицкович Э. Л.* Зарубежные распределённые микропроцессорные системы управления технологическими процессами (обзор) / Э. Л. Ицкович // Приборы и системы управления. – 1991. – № 8. – С. 7–10.
24. *Ковриго Ю. М.* Методи забезпечення стійкості систем регулювання на базі ПП та ПД регуляторів / Ю. М. Ковриго, Т. Г. Баган, О. С. Бунке // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2013. – № 3/3 (63). – С. 58-63.
25. *Ковриго Ю. М.* Обеспечение робастности в АСУ теплоэнергетическими объектами / Ю. М. Ковриго, Т. Г. Баган, А. С. Бунке // Теплоэнергетика – М. : – 2014. – № 3. – С. 9-14.
26. *Ковриго Ю.М.* Модернизация системы управления тепловой нагрузкой прямоточного котлоагрегата ТЭС с использованием динамического корректора / Ю. М. Ковриго, М. А. Коновалов, А. С. Бунке // Теплоэнергетика, 2012. – № 10. – С. 1–8.
27. *Коновалов, М. А.* Проблемы автоматизации инерционных теплоэнергетических объектов / М. А. Коновалов. – Киев : Феникс, 2009. – 312 с.
28. *Кузищин В. Ф.* Автоматическая настройка регулятора ТРМ101 / В. Ф. Кузищин // Автоматизация и производство. – 2003. – № 2. – с.
29. *Кузищин В. Ф.* Применение программируемых приборов ПРОТАР в системах регулирования барабанных котлов / В. Ф. Кузищин, В. П. Зверьков, И. Е. Грязнов // Теплоэнергетика. – 1995. – № 10. – С. 30–37.
30. *Кулаков Г. Т.* Экспресс–методы расчёта параметров настройки АСР теплоэнергетических объектов / Г. Т. Кулаков, Ю. В. Мелаек // Изв. вузов. Энергетика. – 1994. – № 5–6. – С. 18–21.
31. *Куропаткин П. В.* Оптимальные и адаптивные системы. / П. В. Куропаткин — М. : Высш. шк., 1980. — 287 с.
32. *Методы классической и современной теории автоматического управления: учебник в 3-х т. / под редакцией Н. Д. Егупова / Т.2. Синтез регуляторов и теория оптимизации систем автоматического управления. – М. : 2000. – 736 с.*

33. *Назаров В. И.* Идентификация теплоэнергетических объектов управления в замкнутых двухконтурных системах регулирования / В. И. Назаров, В. Л. Ефремов // Электрические станции. – 1991. – № 1. – С. 22–26.
34. *Назаров В. И.* Идентификация теплоэнергетических объектов управления в замкнутых двухконтурных системах регулирования / В. И. Назаров, В. Л. Ефремов // Электрические станции. – 1991. – № 1. – С. 22–26.
35. *Обабков В. К.* Синтез адаптивных систем управления резонансными объектами / В. К. Обабков – К. : Наукова думка, 1993. – 254 с.
36. *Рей У.* Методы управления технологическими процессами: пер. с англ. / У. Рей – М. : Мир, 1988. – 324 с.
37. *Ротач В. Я.* Автоматизация настройки систем управления / В. Я. Ротач, В. Ф. Кузищин, А. С. Ключев. – М. : Энергоиздат, 1984. – 271 с.
38. *Ротач В. Я.* Автоматизация настройки систем управления / В. Я. Ротач, В. Ф. Кузищин, А. С. Ключев и др.; под ред. В. Я. Ротача. – М. : Энергоатомиздат, 1984. – с. 272
39. *Ротач В. Я.* Автоматизированная настройка ПИД–регуляторов – экспертные и формальные методы / В. Я. Ротач // Теплоэнергетика. – 1995. – № 10. – С. 9-16.
40. *Ротач В. Я.* Теория автоматического управления: учеб. для вузов / В. Я. Ротач. – 5-е изд., перераб. и доп. – М. : Издательский дом МЭИ, 2008. – 396 с.
41. *Ротач В. Я.* О методологии построения адаптивных систем автоматического управления технологическими процессами / В. Я. Ротач // Теплоэнергетика. – 1989. – № 10. – С. 2–8.
42. *Ротштейн А. П.* Ідентифікація нелінійних об'єктів нечіткими базами знань / А. П. Ротштейн, Д. І. Котельніков // Вісник Вінницького політехнічного ін-ту. – 1997. – № 3. – С. 21–28.
43. *Сережин Л. П.* АСУ для промышленных предприятий / Л. П. Сережин, И. Г. Варламов, Б. В. Филимонов // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2004. – № 9. – с.



44. *Соболев О. С.* К расчёту автоматических систем на заданный показатель колебательности / О. С. Соболев, С. А. Чеховский // Теплоэнергетика. – 1991. – № 9.
45. *Солодовников В. В.* Расчет и проектирование аналитических самонастраивающихся систем с эталонными моделями / В. В. Солодовников, Л. С. Мрамко – М. : Машиностроение, 1972. – 270 с.
46. *Фролов С. В.* Реализация нечеткого импульсного регулятора / С. В. Фролов, И. А. Елизаров, С. А. Лоскутов // Промышленные АСУ и контроллеры. – М. : Научтехлитиздат, 2006. – № 1. – С. 23–25.
47. *Цыпкин В. Я.* Основы теории автоматических систем / В. Я. Цыпкин – М. : Наука, 1977. – 590 с.
48. *Штейнберг Ш. Е.* Настройка и адаптация автоматических регуляторов. Инструментальный комплект программ / Ш. Е. Штейнберг, Л. П. Сережин, И. Г. Варламов, И. Е. Залуцкий // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2003. – № 10. – С. 8-12.

## СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. *Astrom K. I.* Advanced PID Control / K. I. Astrom, T. Hagglund. – USA, ISA (The Instrumentation Systems And Automation Society), 2006. – 460p.
2. *O'Dwyer A.* Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules / A. O'Dwyer. – UK, London: Imperial College Press, 2003. – 564 p.
3. *Vilanova R.* PID Control in the Third Millennium / R. Vilanova. – UK, London: Springer, 2012. – 599 p.
4. *Гостев В. И.* Нечеткие регуляторы в системах автоматического управления / В. И. Гостев. – Київ : Радіоаматор, 2008. – 972 с.
5. *Денисенко В. В.* Компьютерное управление технологическим процессом, экспериментом, оборудованием / В. В. Денисенко — М. : Горячая линия – Телеком, 2008. – 608 с.
6. *Егупов Н. Д.* Методы классической и современной теории автоматического управления: учебник в 3-х т. / под ред. Н. Д. Егупова. – М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2000. – 736 с.
7. *Попович М. Г.* Теорія автоматичного керування: підручн. / М. Г. Попович, О. В. Ковальчук – Київ : Либідь, 2007. – 656 с.
8. *Пупков К. А.* Методы классической и современной теории автоматического управления: учебник в 5 тт.; 2-е изд., перераб. и доп. / К. А. Пупков, Н. Д. Егупов. Т. 3. Синтез регуляторов систем автоматического управления. – М. : Из-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 616 с.
9. *Хайкин.* Нейронные сети: полный курс, 2-е издание.: пер. с англ. / Хайкин, Саймон – М. : Издательский дом «Вильямс», 2006. – 1104 с.
10. *Шаруда В. Г.* Методи аналізу і синтезу систем автоматичного керування: навч. посіб. / В. Г. Шаруда, В. В. Ткачов, М. П. Фількін. – Дніпропетровськ : Нац. гірнич. ун-т., 2008. – 543 с.

## ПРЕДМЕТНИЙ ПОКАЗЧИК

Internal Model Control, 50  
Адаптивна система, 124  
Генетичний алгоритм, 140  
Динамічний коректор, 61, 70  
Евристичний підхід, 125  
Еталонна модель, 126  
Еталонная модель, 125  
Критерій оптимізації, 81, 134  
Лінгвістична змінна, 101  
Метод динамічної корекції, 61  
Невизначеності в робастних систем, 41  
Нечітка змінна, 102  
Нечітка логіка, 101  
Нечітка множина, 102  
Нечіткий регулятор, 105  
ПІД-алгоритм, 15  
ПІД-алгоритм. Паралельна структура, 16  
ПІД-алгоритм. Послідовна структура, 17  
Пошуковий алгоритм, 137  
Протинакопичення, 22  
Регулятор з внутрішньою моделлю, 50  
Робастне керування, 29, 33  
Робастність, 31  
Самоналаштування, 125, 127  
Способи керування, 26  
Стійкість, 37, 38, 75  
Структури регуляторів, 15  
Функція приналежності, 102  
Функція чутливості, 35  
Чутливість, 77  
Штучна нейронна мережа, 116  
Штучний нейрон, 114